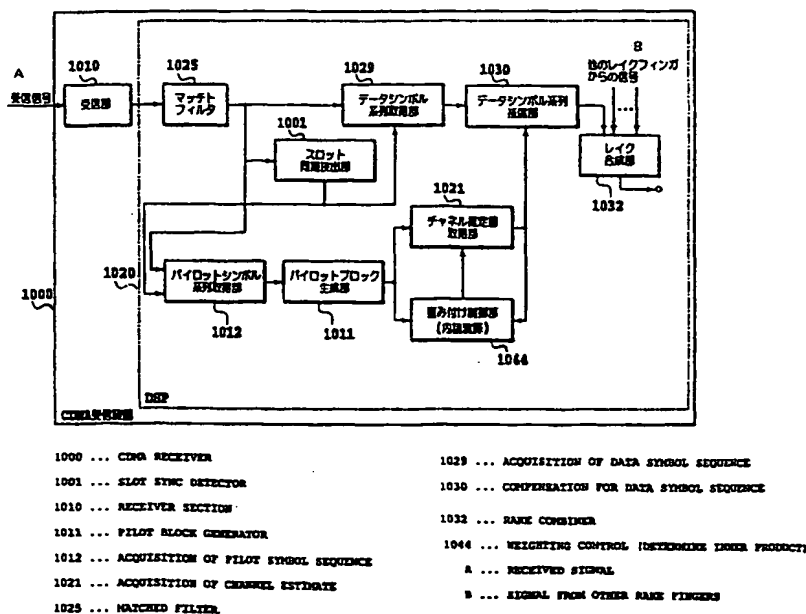




(51) 国際特許分類6 H04J 13/00	A1	(11) 国際公開番号 WO99/55033 (43) 国際公開日 1999年10月28日(28.10.99)
(21) 国際出願番号 PCT/JP99/02154 (22) 国際出願日 1999年4月22日(22.04.99) (30) 優先権データ 特願平10/113581 1998年4月23日(23.04.98) JP (71) 出願人 (米国を除くすべての指定国について) エヌ・ティ・ティ移動通信網株式会社 (NTT MOBILE COMMUNICATIONS NETWORK INC.)[JP/JP] 〒105-8436 東京都港区虎ノ門二丁目10番1号 Tokyo, (JP) (72) 発明者; および (75) 発明者/出願人 (米国についてのみ) 安部田貞行(ABETA, Sadayuki)[JP/JP] 〒239-0841 神奈川県横須賀市野比4-18-4-102 Kanagawa, (JP) 佐和橋衛(SAWAHASHI, Mamoru)[JP/JP] 〒236-0052 神奈川県横浜市金沢区富岡西1-59-17 Kanagawa, (JP) 安達文幸(ADACHI, Fumiyuki)[JP/JP] 〒236-0052 神奈川県横浜市金沢区富岡西6-12-4 Kanagawa, (JP) (74) 代理人 谷 義一(TANI, Yoshikazu) 〒107-0052 東京都港区赤坂2丁目6-20 Tokyo, (JP)		(81) 指定国 CN, JP, US, 欧州特許 (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE) 添付公開書類 国際調査報告書 請求の範囲の補正の期限前の公開; 補正書受領の際には再公開される。

(54)Title: CDMA RECEIVER AND CDMA TRANSMITTER/RECEIVER

(54)発明の名称 CDMA受信装置およびCDMA送受信装置



(57) Abstract

A CDMA receiver and a CDMA transmitter/receiver, which are less sensitive to fading and capable of accurate channel estimation while taking into consideration the rate of channel changes. When channel estimation is performed by summing the weights on the pilot symbol (average) inserted in a data symbol sequence, the rate of channel changes is taken into consideration for the weighting control. For instance, the inner product value of the channel estimate and the pilot symbol (average) is used as an update value for weighting control. This results in accurate channel estimation.

(57)要約

フェージング変動に対する耐性の高い、チャネル変動の速度を考慮した高精度なチャネル推定を行うCDMA受信装置およびCDMA送受信装置を提供する。本発明では、データシンボル系列に挿入されたパイロットシンボル（の平均値）を重み付け加算してチャネル推定を行う際に、チャネル変動の速度を考慮して重み付けの制御を行う。重み付けの制御は、例えば、チャネル推定値と、パイロットシンボル（の平均値）との内積値を更新値として行う。これにより、高精度なチャネル推定を行うことができる。

PCTに基づいて公開される国際出願のパンフレット第一頁に掲載されたPCT加盟国を同定するために使用されるコード(参考情報)

AE	アラブ首長国連邦	DM	ドミニカ	KZ	カザフスタン	RU	ロシア
AL	アルバニア	EE	エストニア	LC	セントルシア	SD	スーダン
AM	アルメニア	ES	スペイン	LI	リヒテンシュタイン	SE	スウェーデン
AT	オーストリア	FI	フィンランド	LK	スリランカ	SG	シンガポール
AU	オーストラリア	FR	フランス	LR	リベリア	SI	スロヴェニア
AZ	アゼルバイジャン	GA	ガボン	LS	レソト	SK	スロヴァキア
BA	ボスニア・ヘルツェゴビナ	GB	英国	LT	リトアニア	SL	シエラ・レオネ
BB	バルバドス	GD	グレナダ	LU	ルクセンブルグ	SN	セネガル
BE	ベルギー	GE	グルジア	LV	ラトヴィア	SZ	スワジランド
BF	ブルキナ・ファソ	GH	ガーナ	MA	モロッコ	TD	チャード
BG	ブルガリア	GM	ガンビア	MC	モナコ	TG	トーゴ
BJ	ベナン	GN	ギニア	MD	モルドヴァ	TZ	タンザニア
BR	ブラジル	GW	ギニア・ビサウ	MG	マダガスカル	TM	トルクメニスタン
BY	ベラルーシ	GR	ギリシャ	MK	マケドニア旧ユーゴスラヴィア	TR	トルコ
CA	カナダ	HR	クロアチア			TT	トリニダード・トバゴ
CF	中央アフリカ	HU	ハンガリー	ML	マリ	UG	ウクライナ
CG	コンゴ	ID	インドネシア	MN	モンゴル	US	ウガンダ
CH	スイス	IE	アイルランド	MR	モリタニア	UZ	米国
CI	コートジボワール	IL	イスラエル	MW	マラウイ	VN	ウズベキスタン
CM	カメルーン	IN	インド	MX	メキシコ	YU	ヴェトナム
CN	中国	IS	アイスランド	NE	ニジェール		ユーゴスラビア
CR	コスタ・リカ	IT	イタリア	NL	オランダ	ZA	南アフリカ共和国
CU	キューバ			NO	ノルウェー	ZW	ジンバブエ
CY	キプロス	JP	日本	NZ	ニュージーランド		
CZ	チェコ	KE	ケニア	PT	ポルトガル		
DE	ドイツ	KG	キルギスタン	RO	ルーマニア		
DK	デンマーク	KP	北朝鮮				
		KR	韓国				

明細書

C D M A 受信装置および C D M A 送受信装置

技術分野

本発明は、フェージング変動に対する耐性の高い、チャネル変動（伝搬路変動）の速度を考慮した高精度なチャネル推定を行う C D M A（Code Division Multiple Access：符号分割多元接続）受信装置および C D M A 送受信装置に関する。

背景技術

移動通信環境下においては、移動局と基地局との相対位置の変動に伴うレイリーフェージングに起因した通信チャネルの振幅変動、位相変動が生ずる。そのため、従来、データ（情報）を搬送波位相で伝送する位相変調方法においては、送信側では送信しようとするデータを差動符号化して、前後のシンボルの相対位相にデータを載せておき、受信側では遅延検波を行うことによりデータを識別、判定する方法が一般的であった。

しかし、遅延検波では、前述のように送信するデータを差動符号化するため、無線区間での 1 ビット誤りがデータの 2 ビット誤りになってしまい、同期検波、例えば 2 相位相変調方式（B P S K 変調）と比較して、同じ S N I R（Signal-to-Noise and Interference power Ratio：希望受信信号電力対干渉・雑音電力比）で受信誤り率が 3 d B 劣化する。

一方、受信信号の位相を各データシンボル毎に絶対位相で識別判定する絶対同期検波は高効率な受信特性であるが、レイリーフェージング環境下において受信絶対位相を判定することは困難である。

この問題を解決するために、データシンボル系列にパイロットシンボルを挿入し、このパイロットシンボルを用いてデータシンボルのチャネル推定を行う方法が提案されている。パイロットシンボルの挿入方式としては、データシンボル間にパイロットシンボルを挿入する時間多重型パイロットチャネル方式、およびパイロットシンボルをデータシンボルに並列に挿入する並列型パイロットチャネル方式がある。

時間多重型パイロットチャネル方式によるチャネル推定法としては、以下の文献 1、文献 2 および文献 3 の方法がある。

文献 1 : "Rayleigh Fading Compensation for QAM in Land Mobile Radio Communication: Seiichi Sampei and Terumi Sunaga, IEEE Trans. Vehicular Technol. VT-42, No.2, May 1993"では、データシンボル間に一定周期で挿入された位相既知のパイロットシンボルを用いてフェージング歪みを推定し、補償する方法が提案されている。文献 1 の方法においては、数データシンボルごとにパイロットシンボルを 1 つ挿入し、このパイロットシンボルの受信位相を基にチャネル推定を行う。すなわち、該当するデータシンボル区間の前後のパイロットシンボルでの各通信者の各パスの受信信号の振幅、位相測定を行い、この測定値を内挿することにより、データシンボル区間のチャネル変動を推定し、補償する。

文献 2 : "Channel Estimation Filter Using Time-Multiplexed Pilot Channel for Coherent RAKE Combining in DS-CDMA Mobile Radio: Hidehiro Ando et.al, IEICE Trans. Commun. Vol.81-B, No.7, July 1998"では、より多くのパイロットシンボルを用いてチャネル推定を行うことにより、より高精度なチャネル推定を行う方法が提案されている。

図 2 3 は、文献 2 によるチャネル推定の方法を示す図である。この方法においては、瞬時のレイリー変動に追従するために、スロット単位で送信

電力制御を行っている。従って、図 2 3 に示すように、データシンボルおよびパイロットシンボルによる合成シンボル系列の振幅（電力）はスロット単位で変化し、また送信の際の増幅器の動作により位相も僅かに変化する。このような送信電力制御により、例えば、D S - C D M A（Direct Sequence CDMA：直接拡散 C D M A）の上りチャネルにおいて、他ユーザからの相互相関に起因する干渉信号に対して S N I R を確保することができる。

データシンボルのチャネル推定は、データシンボル間に一定周期で挿入されたパイロットシンボルを用いて行う。具体的には、チャネル推定を行うデータシンボルの属するスロットの前後複数のスロットにおいて、パイロットシンボル（複素フェージング包絡線推定値：estimated complex fading envelope）の平均をとり（同相加算して）、その平均値 $\bar{\xi}$ を重み付け係数 α_0 、 α_1 等で重み付け加算（重み付け平均化）してチャネル推定値 $\tilde{\xi}$ を取得することにより行う。このようにして高精度なチャネル推定を行う。

異なるスロットに属する多くのパイロットシンボルを用いてチャネル推定を行うことにより高精度なチャネル推定を行うことができる。実際の移動伝搬環境においては、熱雑音（送信電力をできるだけ低減させるために、特にセル端では雑音リミテッドな環境になる）、および他ユーザからの相互相関に起因する干渉信号が、自チャネルの希望波信号に加わり、さらに、フェージングによって受信信号の位相や振幅が時々刻々と変化するためにチャネル推定精度は劣化するからである。スロットが異なるパイロットシンボル間では電力が異なるが、この差に起因するチャネル推定誤差よりも、より多くのスロットのパイロットシンボルを用いることによる熱雑音、干

渉信号の影響の低減効果の方が大きい。

文献2の方法では、各スロット内のチャネル変動は小さいものとして、1スロット内のすべてのデータシンボルに対して、同じ重み付け係数 α を用いて同じチャネル推定値 $\hat{\gamma}$ を取得している。そのため、高速フェージング時に特性の劣化が生ずるという問題がある。

文献3："Performance Comparison between Time-Multiplexed Pilot Channel and Parallel Pilot Channel for Coherent Rake Combining in DS-CDMA Mobile Radio: Sadayuki Abeta et.al, IEICE Trans. Commun. Vol.81-B, No.7, July 1998"では、データシンボルのチャネル推定を行う際に、1スロット内のデータシンボルの各々に対して適切な重み付け係数（スロット内の m 番目のデータシンボルについて $\alpha_{m,0}$ 、 $\alpha_{m,1}$ 等）を用いて、そのデータシンボルの属するスロットの前後複数のスロットにおけるパイロットシンボルを適切に重み付け加算し、チャネル推定値を取得することにより、より高精度なチャネル推定を行う方法が提案されている。本発明の第1～4実施形態ではこの方法を用いている（図3参照）。

例えば、図23において、 n 番目のスロットの $m-A$ 番目（ A ：自然数）のデータシンボルについては、 n 番目のスロットのパイロットシンボルの重み付けを最も大きくする。なぜなら、 n 番目のスロットのパイロットシンボルが $m-A$ 番目のデータシンボルに（時間的に）最も近く、当該データシンボルを送信した際のチャネルの状態を最も反映しているからである。また、 n 番目のスロットの $m+B$ 番目（ B ：自然数）のデータシンボルについては、 $n+1$ 番目のスロットのパイロットシンボルの重み付けを最も大きくする。なぜなら、 $n+1$ 番目のスロットのパイロットシンボルが $m+B$ 番目のデータシンボルに（時間的に）最も近く、当該データシンボル

を送信した際のチャネルの状態を最も反映しているからである。

並列型パイロットチャネル方式によるチャネル推定法としては、以下の文献4 および上述の文献3の方法がある。

文献4："DS/CDMA Coherent Detection System with a Suppressed Pilot Channel: Sadayuki Abeta et. al, IEEE GLOBECOM'94, pp.1622-1626, 1994"では、データを送信するデータチャネルに対し、これに直交した位相既知のパイロットチャネルを並列に挿入してフェージング歪みを推定し、補償する方法が提案されている。

データシンボルのチャネル推定は、そのデータシンボルの属する区間内のパイロットシンボルの平均をとり、チャネル推定値を取得することにより行う。このようにしてS N I Rの高いチャネル推定を行なう。この推定値を用いて、該当するデータシンボル区間のパイロットシンボルでの各通信者の各パスの受信信号の検出を行い、各パスの信号毎に、振幅、位相測定を行い、該当するデータシンボル区間のチャネル変動を推定し、補償する。

文献4の方法では、データシンボルのチャネル推定を行う際に、単にそのデータシンボルが含まれるスロットのパイロットシンボルの平均をとってチャネル推定値としている。

上述の文献3では、データシンボルのチャネル推定を行う際に、パイロットシンボルを適切に重み付け加算してより高精度なチャネル推定値を取得し、より高精度なチャネル推定を行う方法が提案されている。本発明の第5～8実施形態ではこの方法を用いている（図14参照）。

図14は、文献3によるチャネル推定の方法を示す。図14において、チャネル推定は、データシンボル系列に対し並列なパイロットシンボル系列を用いて行う。具体的には、パイロットシンボルから複数のパイロット

ブロックを生成し、パイロットブロックに含まれるパイロットシンボルの平均をとり、その平均値 $\bar{\xi}$ を重み付け係数 α_1 、 α_{-1} 等で重み付け加算してチャネル推定値 $\tilde{\xi}$ を取得することにより行う。このようにして高精度なチャネル推定を行う。異なるスロットに属する多くのパイロットシンボルを用いてチャネル推定を行うことにより高精度なチャネル推定を行うことができる。

電力損を押さえるため、パイロットシンボル系列の電力は、データシンボル系列の電力よりも小さくしている。また、瞬時のレイリー変動に追従するために、スロット単位で送信電力制御を行っている。これにより、例えば、DS-SSMAの上りチャネルにおいて、他ユーザからの相互相関に起因する干渉信号に対してSNIRを確保することができる。

しかし、上記文献3および4の方法では、フェージング変動の速さに拘わらず常に重み付け値が一定であるので、低速のフェージング変動に最適な重み付け値を設定した場合には、高速フェージング時に高精度なチャネル推定を行うことができず、他方、高速のフェージング変動に最適な重み付け値を設定した場合には、低速フェージング時に高精度なチャネル推定を行うことができないという問題があった。

発明の開示

本発明は上記問題を解決するためになされたものであり、パイロットシンボルに対する重み付け値を、チャネル変動の速度に応じて適応的に最適化することにより、フェージング変動に対する耐性を向上させ、高精度なチャネル推定を行うことを目的とする。

高精度なチャネル推定およびそれに基づくデータシンボルのチャネル変

動の補償を行うことができれば、例えば、レイリーフェージング環境下においても、絶対同期検波を用いてデータシンボルごとに絶対位相を判定することができ、所要の受信品質（受信誤り率）を得るために必要なS-N-Rを低減させることができる。したがって、送信電力を低減させることができ、システムの加入者容量を増大させることができる。

上記目的を達成するために、請求項1に記載の発明は、複数のスロットを有し、データシンボルとパイロットシンボルとを含んだ合成シンボル系列を含む信号を受信し、復調するCDMA受信装置であって、前記合成シンボル系列における前記パイロットシンボルの位置を検出する手段と、前記検出結果に基づき、複数のスロットにおいて、前記合成シンボル系列から前記パイロットシンボルを取り出し、パイロットブロックを生成する手段と、前記パイロットブロックに含まれる前記パイロットシンボルの平均値の各々を重み付け加算して、チャネル推定値を取得する手段と、前記検出結果に基づき、前記合成シンボル系列からデータシンボル系列を取得する手段と、前記チャネル推定値を用いて前記データシンボル系列のチャネル変動を補償する手段と、前記チャネル変動の速度に応じて前記重み付けを制御する手段とを備えたことを特徴とする。

請求項2に記載の発明は、請求項1に記載のCDMA受信装置において、前記重み付けを制御する手段は、前記チャネル推定値を用いて、前記合成シンボル系列から取り出したパイロットシンボル系列のチャネル変動を補償する手段と、前記補償されたパイロットシンボル系列、および理想的なパイロットシンボル系列に基づき誤差信号を生成する手段と、前記誤差信号、および前記パイロットブロックに含まれる前記パイロットシンボルの平均値を用いて前記重み付けの制御を行う手段とを有することを特徴とする。

請求項 3 に記載の発明は、請求項 1 に記載の C D M A 受信装置において、前記重み付けを制御する手段は、前記補償されたデータシンボル系列、および前記補償されたデータシンボル系列を復調し、データ判定した結果に基づき誤差信号を生成する手段と、前記誤差信号、および前記パイロットブロックに含まれる前記パイロットシンボルの平均値を用いて前記重み付けの制御を行う手段とを有することを特徴とする。

請求項 4 に記載の発明は、請求項 1 に記載の C D M A 受信装置において、前記重み付けを制御する手段は、前記データシンボルの前記チャネル推定値と、前記パイロットブロックに含まれる前記パイロットシンボルの平均値との内積値を更新値として前記重み付けの制御を行うことを特徴とする。

請求項 5 に記載の発明は、請求項 1 ないし 4 のいずれかに記載の C D M A 受信装置において、前記 C D M A 受信装置は、データシンボル系列にパイロットシンボルを数シンボル単位で一定周期で挿入したスロットからなるフレーム構成を有する合成シンボル系列を含む信号を受信することを特徴とする。

請求項 6 に記載の発明は、請求項 1 ないし 5 のいずれかに記載の C D M A 受信装置において、前記パイロットブロックは、スロット内のすべてのパイロットシンボルから形成されることを特徴とする。

請求項 7 に記載の発明は、請求項 1 ないし 6 のいずれかに記載の C D M A 受信装置において、前記合成シンボル系列中の n 番目 (n は整数) のスロットのデータシンボルの前記チャネル推定値を取得する場合、前記パイロットブロックは、前記合成シンボル系列中の $(n - K + 1)$ 番目 (K は自然数) のスロットから $(n + K)$ 番目のスロットまでにおいて生成されることを特徴とする。

請求項 8 に記載の発明は、データシンボル系列、および前記データシン

ボル系列に対し並列なパイロットシンボル系列を含む信号を受信し、復調するCDMA受信装置であって、前記パイロットシンボル系列から複数のパイロットブロックを生成する手段と、前記パイロットブロックに含まれるパイロットシンボルの平均値の各々を重み付け加算して、チャネル推定値を取得する手段と、前記チャネル推定値を用いて前記データシンボル系列のチャネル変動を補償する手段と、前記チャネル変動の速度に応じて前記重み付けを制御する手段とを備えたことを特徴とする。

請求項9に記載の発明は、請求項8に記載のCDMA受信装置において、前記重み付けを制御する手段は、前記チャネル推定値を用いて前記パイロットシンボル系列のチャネル変動を補償する手段と、前記補償されたパイロットシンボル系列、および理想的なパイロットシンボル系列に基づき誤差信号を生成する手段と、前記誤差信号、および前記パイロットブロックに含まれる前記パイロットシンボルの平均値を用いて前記重み付けの制御を行う手段とを有することを特徴とする。

請求項10に記載の発明は、請求項8に記載のCDMA受信装置において、前記重み付けを制御する手段は、前記補償されたデータシンボル系列、および前記補償されたデータシンボル系列を復調し、データ判定した結果に基づき誤差信号を生成する手段と、前記誤差信号、および前記パイロットブロックに含まれる前記パイロットシンボルの平均値を用いて前記重み付けの制御を行う手段とを有することを特徴とする。

請求項11に記載の発明は、請求項8に記載のCDMA受信装置において、前記重み付けを制御する手段は、前記データシンボルの前記チャネル推定値と、前記パイロットブロックに含まれる前記パイロットシンボルの平均値との内積値を更新値として前記重み付けの制御を行うことを特徴とする。

請求項 1 2 に記載の発明は、請求項 8 ないし 1 1 のいずれかに記載の C D M A 受信装置において、前記 C D M A 受信装置は、第 1 拡散符号を用いて拡散されたデータシンボル系列と、前記データシンボル系列に対し並列であり、第 2 拡散符号を用いて拡散されたパイロットシンボル系列とを含む信号を受信し、前記第 1 拡散符号と前記第 2 拡散符号とは互いに直交することを特徴とする。

請求項 1 3 に記載の発明は、請求項 8 ないし 1 2 のいずれかに記載の C D M A 受信装置において、前記 C D M A 受信装置は、第 1 搬送波に乘せられた拡散されたデータシンボル系列と、前記データシンボル系列に対し並列であり、第 2 搬送波に乘せられた拡散されたパイロットシンボル系列とを含む信号を受信し、前記第 1 搬送波と前記第 2 搬送波とは互いに直交することを特徴とする。

請求項 1 4 に記載の発明は、請求項 8 ないし 1 3 のいずれかに記載の C D M A 受信装置において、前記データシンボル系列中の n 番目 (n は整数) のデータシンボルの前記チャネル推定値を取得する場合、前記複数のパイロットブロックは、前記パイロットシンボル系列中の $(n - K + 1)$ 番目 (K は自然数) のパイロットシンボルから $(n + K)$ 番目のパイロットシンボルまでにより形成されることを特徴とする。

請求項 1 5 に記載の発明は、請求項 8 ないし 1 4 のいずれかに記載の C D M A 受信装置において、前記複数のパイロットブロックは長さが同じであることを特徴とする。

請求項 1 6 に記載の発明は、複数のスロットを有し、データシンボルとパイロットシンボルとを含んだ合成シンボル系列を含む信号を送信する送信処理部と前記信号を受信し、復調する受信処理部とを備えた C D M A 送受信装置であって、前記受信処理部は、前記合成シンボル系列における前

記パイロットシンボルの位置を検出する手段と、前記検出結果に基づき、複数のスロットにおいて、前記合成シンボル系列から前記パイロットシンボルを取り出し、パイロットブロックを生成する手段と、前記パイロットブロックに含まれる前記パイロットシンボルの平均値の各々を重み付け加算して、チャネル推定値を取得する手段と、前記検出結果に基づき、前記合成シンボル系列からデータシンボル系列を取得する手段と、前記チャネル推定値を用いて前記データシンボル系列のチャネル変動を補償する手段と、前記チャネル変動の速度に応じて前記重み付けを制御する手段とを有することを特徴とする。

請求項 17 に記載の発明は、データシンボル系列、および前記データシンボル系列に対し並列なパイロットシンボル系列を含む信号を送信する送信処理部と、前記信号を受信し、復調する受信処理部とを備えた CDMA 送受信装置であって、前記受信処理部は、前記パイロットシンボル系列から複数のパイロットブロックを生成する手段と、前記パイロットブロックに含まれるパイロットシンボルの平均値の各々を重み付け加算して、チャネル推定値を取得する手段と、前記チャネル推定値を用いて前記データシンボル系列のチャネル変動を補償する手段と、前記チャネル変動の速度に応じて前記重み付けを制御する手段とを有することを特徴とする。

請求項 18 に記載の発明は、複数のスロットを有し、データシンボルとパイロットシンボルとを含んだ合成シンボル系列を含む信号を受信し、復調する CDMA 受信方法であって、前記合成シンボル系列における前記パイロットシンボルの位置を検出するステップと、前記検出結果に基づき、複数のスロットにおいて、前記合成シンボル系列から前記パイロットシンボルを取り出し、パイロットブロックを生成するステップと、前記パイロットブロックに含まれる前記パイロットシンボルの平均値の各々を重み付け

加算して、チャネル推定値を取得するステップと、前記検出結果に基づき、前記合成シンボル系列からデータシンボル系列を取得するステップと、前記チャネル推定値を用いて前記データシンボル系列のチャネル変動を補償するステップとを備え、前記重み付けは前記チャネル変動の速度に応じて制御されることを特徴とする。

請求項 19 に記載の発明は、データシンボル系列、および前記データシンボル系列に対し並列なパイロットシンボル系列を含む信号を受信し、復調する CDMA 受信方法であって、前記パイロットシンボル系列から複数のパイロットブロックを生成するステップと、前記パイロットブロックに含まれるパイロットシンボルの平均値の各々を重み付け加算して、チャネル推定値を取得するステップと、前記チャネル推定値を用いて前記データシンボル系列のチャネル変動を補償するステップとを備え、前記重み付けは前記チャネル変動の速度に応じて制御されることを特徴とする。

図面の簡単な説明

図 1 は、本発明の第 1 実施形態に係る CDMA 受信装置の構成例を示す図である。

図 2 は、図 2 A および図 2 B の関係を示す図である。

図 2 A は、本発明の第 1 実施形態に係る CDMA 受信装置による受信処理例を示すフローチャートである。

図 2 B は、本発明の第 1 実施形態に係る CDMA 受信装置による受信処理例を示すフローチャートである。

図 3 は、本発明の第 1 実施形態に係る CDMA 受信装置によるチャネル推定の動作原理を、チャネル推定例を用いて示す図である。

図 4 は、本発明の第 1 実施形態に係る CDMA 受信装置による重み付け

制御処理例を示すフローチャートである。

図 5 は、本発明の第 2 実施形態に係る C D M A 送受信装置の構成例を示す図である。

図 6 は、本発明の第 2 実施形態に係る C D M A 送受信装置の送信処理部の構成例を示す図である。

図 7 は、本発明の第 2 実施形態に係る C D M A 送受信装置の送信処理部による送信処理例を示すフローチャートである。

図 8 は、本発明の第 3 実施形態に係る C D M A 受信装置の構成例を示す図である。

図 9 は、本発明の第 3 実施形態に係る C D M A 受信装置による重み付け制御処理例を示すフローチャートである。

図 1 0 は、本発明の第 4 実施形態に係る C D M A 受信装置の構成例を示す図である。

図 1 1 は、本発明の第 4 実施形態に係る C D M A 受信装置による重み付け制御処理例を示すフローチャートである。

図 1 2 は、本発明の第 5 実施形態に係る C D M A 受信装置の構成例を示す図である。

図 1 3 は、図 1 3 A および図 1 3 B の関係を示す図である。

図 1 3 A は、本発明の第 5 実施形態に係る C D M A 受信装置による受信処理例を示すフローチャートである。

図 1 3 B は、本発明の第 5 実施形態に係る C D M A 受信装置による受信処理例を示すフローチャートである。

図 1 4 は、本発明の第 5 実施形態に係る C D M A 受信装置によるチャンネル推定の動作原理を、チャンネル推定例を用いて示す図である。

図 1 5 は、本発明の第 6 実施形態に係る C D M A 送受信装置の構成例を

示す図である。

図16は、本発明の第6実施形態に係るCDMA送受信装置の送信処理部の構成例を示す図である。

図17は、本発明の第6実施形態に係るCDMA送受信装置の送信処理部による送信処理例を示すフローチャートである。

図18は、本発明の第7実施形態に係るCDMA受信装置の構成例を示す図である。

図19は、本発明の第8実施形態に係るCDMA受信装置の構成例を示す図である。

図20は、2波レイリーモデル下における最大ドップラー周波数 (f_d) とスロット時間 (T_{slot}) との積に対する所要誤り率 ($BER = 10^{-3}$) 特性を示す図である。

図21は、 $f_d T_{\text{slot}} = 0.003125$ および $f_d T_{\text{slot}} = 0.28$ 時の Vehicular-B 環境下における BER 特性を示す図である。

図22は Vehicular-B 環境下における $f_d T_{\text{slot}}$ に対する所要誤り率 ($BER = 10^{-3}$) 特性を示す図である。

図23は、関連技術によるチャネル推定の動作原理を示す図である。

発明を実施するための最良の形態

以下、図面を参照して、本発明を実施するための最良の形態を詳細に説明する。

本発明の第1～4実施形態は、時間多重型パイロットチャネル方式によるCDMA受信装置およびCDMA送受信装置に関し、本発明の第5～8実施形態は、並列型パイロットチャネル方式によるCDMA受信装置およびCDMA送受信装置に関する。

(第1実施形態)

図1は、本発明の第1実施形態に係るCDMA受信装置の構成例を示す図である。本実施形態に係るCDMA受信装置100は、複数のスロットを有し、データシンボルとパイロットシンボルとを含んだ合成シンボル系列を含む信号を受信し、復調する。

CDMA受信装置100は、受信部110、マッチトフィルタ125、スロット同期検出部101、パイロットシンボル系列取得部112、パイロットブロック生成部111、チャネル推定値取得部121、データシンボル系列取得部129、データシンボル系列補償部130、レイク合成部132、誤差信号生成部142、および重み付け制御部(MMSE)144を備える。図1に示すように、本実施形態においては、マッチトフィルタ125、スロット同期検出部101等はDSP(Digital Signal Processor)(およびプログラムを格納したメモリ)120によりソフトウェアとして実現されているが、ハードウェアとして実現してもよい。ハードウェアとして実現する場合には、必要に応じて遅延回路等も用いる。

図2Aおよび図2Bは、本実施形態に係るCDMA受信装置による受信処理例を示すフローチャートである。まず、ステップS201において、受信部110により受信信号、すなわち拡散された合成シンボル系列を受信する。ステップS202において、マッチトフィルタ125により、受信信号を逆拡散して合成シンボル系列を生成する。そして、ステップS203～S208において、スロット同期検出部101、パイロットシンボル系列取得部112、パイロットブロック生成部111およびチャネル推定値取得部121により、チャネル推定処理を行い、データシンボルおよびパイロットシンボルのチャネル推定値を取得する。

図3は、本実施形態に係るチャネル推定装置によるチャネル推定の動作

原理を、 n 番目（ここで、 n は整数）のスロットの m 番目（ここで、 m は整数）のデータシンボルのチャネル推定値を取得する例を用いて示す図である。図 3 の例における合成シンボル系列はスロット単位で送信電力制御されている。また、合成シンボル系列の各スロットは、複数かつ一定長のパイロットシンボルに複数かつ一定長のデータシンボルが続く形で構成されている。すなわち、合成シンボル系列は、データシンボル系列にパイロットシンボルを数シンボル単位で一定周期で挿入したスロットからなるフレーム構成を有する。

ただし、合成シンボル系列の各スロットにおけるデータシンボルおよびパイロットシンボルは単数としてもよいし、可変長としてもよい。また、データシンボルのみのスロット、またはパイロットシンボルのみのスロットがあってもよい。さらに、各スロットにおけるデータシンボルおよびパイロットシンボルの配置は自由である。

図 2 A に戻り、ステップ S 2 0 3 において、スロット同期検出部 1 0 1 により合成シンボル系列におけるパイロットシンボルの位置を検出する。

ステップ S 2 0 4 において、パイロットシンボル系列取得部 1 1 2 およびパイロットブロック生成部 1 1 1 により、複数のスロットにおいて、合成シンボル系列からパイロットシンボルを取り出し、パイロットブロックを生成する。すなわち、複数のスロットにおいて、ステップ S 2 0 3 の検出結果に基づきパイロットシンボル系列取得部 1 1 2 によりパイロットシンボル（系列）を取得し、パイロットブロック生成部 1 1 1 により取得したパイロットシンボルからパイロットブロックを生成する。

図 3 の例では、 $(n - K + 1)$ 番目（ここで、 K は自然数であり、図 3 の例では $K = 3$ としている）のスロットから $(n + K)$ 番目のスロットまでにおいて、合成シンボル系列からパイロットシンボルを取り出し、パイ

ロットブロックを生成している。パイロットブロックとはパイロットシンボルの集合である。

本実施形態においては、スロット内のすべてのパイロットシンボルによりパイロットブロックを形成しているが、スロット内の一部のパイロットシンボルによりパイロットブロックを形成してもよい。また、1パイロットシンボルにより1パイロットブロックを生成することもできる。さらに、パイロットブロックに含まれるパイロットシンボルの数は、スロットごとに異なるものとしてもよい。

パイロットブロックは、 n 番目のスロットのデータシンボルのチャネル推定値を求める場合に、図3の例のように n 番目のスロットを中心に時間的に前後にほぼ同数個のスロットにおいて生成しなくてもよい。したがって、チャネル推定の遅延を考慮して、 n 番目のスロットより小さい（時間的に前の）スロットのみにおいて、パイロットブロックを生成することもできる。

ステップ S 2 0 5 ~ S 2 0 8 において、チャネル推定値取得部 1 2 1 により、データシンボルおよびパイロットシンボルのチャネル推定値を取得する。まず、ステップ S 2 0 5 でパイロットブロックに含まれるパイロットシンボル $\hat{\xi}$ （複素フェージング包絡線推定値）の平均をとり、パイロットブロック平均値 $\bar{\xi}$ を取得する。これをすべてのパイロットブロックについて行う（ステップ S 2 0 6）。1パイロットブロックに1パイロットシンボルしか含まれない場合には、そのパイロットシンボル $\hat{\xi}$ がそのままパイロットブロック平均値 $\bar{\xi}$ となる。図3の例では、 $n + i$ 番目のスロットのパイロットブロック（ $i = -K + 1 \sim K$, $K = 3$ ）の各々についてパイ

ロットブロック平均値 $\bar{\xi}$ (n + i) を取得している。

ステップ S 2 0 7 でパイロットブロック平均値 $\bar{\xi}$ の各々を重み付け係数 α で重み付け加算して、データシンボルおよびパイロットシンボルのチャネル推定値 $\tilde{\xi}_m$ を取得する。図 3 の例では、n 番目のスロットの m 番目のデータシンボルについて、n + i 番目のパイロットブロックの重み係数を $\alpha_{m,i}$ として、チャネル推定値 $\tilde{\xi}_{m(n)}$ を取得している。

また、本実施形態においては、重み付け制御のために、パイロットシンボルについてもチャネル推定値を取得する。チャネル推定値の取得はデータシンボルの場合と同様に、n 番目のスロットの m 番目のパイロットシンボルについて、n + i 番目のパイロットブロックの重み係数を $\alpha_{m,i}$ として、チャネル推定値 $\tilde{\xi}_{m(n)}$ を取得する。

チャネル推定値 $\tilde{\xi}_{m(n)}$ は式 (1) で与えられる。

$$\tilde{\xi}_{m(n)} = \sum_{i=-K+1}^K \alpha_{m,i} \cdot \bar{\xi}(n+i) \quad (1)$$

上記ステップ S 2 0 7 を、チャネル推定値を取得しようとするすべてのデータシンボルおよびパイロットシンボルについて行う (ステップ S 2 0 8)。

なお、1 スロット内のすべてのデータシンボルおよびパイロットシンボルに対して、同じ重み付け係数を用いて同じチャネル推定値を取得するよ

うにすることもできる。

チャネル推定値を取得した後、ステップS 2 0 9において、データシンボル系列取得部 1 2 9により、スロット同期検出部 1 0 1の検出結果に基づき、合成シンボル系列からデータシンボル系列を取得する。

ステップS 2 1 0において、データシンボル系列補償部 1 3 0により、ステップS 2 0 3～S 2 0 8で得られた（データシンボルの）チャネル推

定値 $\tilde{\xi}_m$ を用いてデータシンボル系列のチャネル変動（フェージング位相変動）を補償する。より具体的には、データシンボル系列にチャネル推定値 $\tilde{\xi}_m$ の複素共役を乗じることによりデータシンボルのチャネル変動を補償する。

ステップS 2 1 1において、レイク合成部 1 3 2により、各レイクフィングからの補償されたデータシンボル系列を同相合成する。

図 4 は、本実施形態に係る CDMA 受信装置による重み付け制御処理例を示すフローチャートである。ステップS 4 0 1において、パイロットシンボル系列補償部 1 4 6により、ステップS 2 0 3～S 2 0 8で得られた

（パイロットシンボルの）チャネル推定値 $\tilde{\xi}_m$ を用いてパイロットシンボル系列のチャネル変動を補償する。

ステップS 4 0 2において、誤差信号生成部 1 4 2により、補償されたパイロットシンボル系列、および理想的な（チャネル変動による影響を受けていない）パイロットシンボル系列に基づき誤差信号（識別誤差情報）を生成する。理想的なパイロットシンボル系列は既知であり、受信装置 1 0 0にあらかじめ用意してある。

ステップ S 4 0 3 において、重み付け制御部 (M M S E) 1 4 4 により、誤差信号、およびパイロットブロック平均値 (各パイロットブロックより得られたチャネル推定値) $\hat{\xi}$ を帰還情報として用いて重み付け (重み係数 $\alpha_{m,i}$) の制御を行う。

このように、パイロットシンボルに対する重み付け値を、チャネル変動の速度に応じて適応的に最適化することにより、フェージング変動に対する耐性を向上させ、高精度なチャネル推定を行うことができる。

(第 2 実施形態)

図 5 は、本発明の第 2 実施形態に係る C D M A 送受信装置の構成例を示す図である。本実施形態に係る C D M A 送受信装置 5 0 0 は、複数のスロットを有し、データシンボルとパイロットシンボルとを含んだ合成シンボル系列を含む信号を送信し、およびかかる信号を受信し、復調する。

C D M A 送受信装置 5 0 0 は、送信処理部 5 1 0 と受信処理部 5 2 0 とを備える。受信処理部 5 2 0 の構成ならびに受信処理および重み付け制御処理は、本発明の第 1 実施形態に係る C D M A 受信装置 1 0 0 の構成 (図 1) ならびに受信処理 (図 2 A および図 2 B) および重み付け制御処理 (図 4) と同様である。

図 6 は、本実施形態に係る C D M A 送受信装置の送信処理部の構成例を示す図である。図 6 に示すように、送信処理部 5 1 0 は、送信部 6 1 0、通信路符号化部 6 2 2、合成部 6 3 0、および拡散部 6 2 7 を備える。本実施形態においては、通信路符号化部 6 2 2、合成部 6 3 0 等は D S P (およびプログラムを格納したメモリ) 6 2 0 によりソフトウェアとして実現されているが、ハードウェアとして実現してもよい。

図 7 は、本実施形態に係る C D M A 送受信装置の送信処理部による送信

処理例を示すフローチャートである。まず、ステップS 7 0 1において、通信路符号化部6 2 2により、データ系列を変調（符号化）して、データシンボル系列を生成する。ステップS 7 0 2において、合成部6 3 0により、データシンボル系列の各スロットにパイロットシンボルを挿入して合成シンボル系列を生成する。ステップS 7 0 3において、拡散部6 2 7により、合成シンボル系列を拡散して送信信号（拡散された合成シンボル系列）を生成する。ステップS 7 0 4において、送信部6 1 0により、送信信号を送信する。

（第3実施形態）

図8は、本発明の第3実施形態に係るCDMA受信装置の構成例を示す図である。本実施形態に係るCDMA受信装置800は、複数のスロットを有し、データシンボルとパイロットシンボルとを含んだ合成シンボル系列を含む信号を受信し、復調する。

CDMA受信装置800は、受信部810、マッチトフィルタ825、スロット同期検出部801、パイロットシンボル系列取得部812、パイロットブロック生成部811、チャネル推定値取得部821、データシンボル系列取得部829、データシンボル系列補償部830、レイク合成部832、データ判定部846、誤差信号生成部842、および重み付け制御部（MMSE）844を備える。図8に示すように、本実施形態においては、マッチトフィルタ825、スロット同期検出部801等はDSP

（およびプログラムを格納したメモリ）820によりソフトウェアとして実現されているが、ハードウェアとして実現してもよい。受信部810、マッチトフィルタ825等の構成および機能は、本発明の第1実施形態に係るCDMA受信装置100の対応する要素と同様である。また、本実施形態に係るCDMA受信装置800では、本発明の第1実施形態に係るC

DMA受信装置100の受信処理（図2Aおよび図2B）と同様の処理が行われる。ただし、本実施形態においては、パイロットシンボルのチャンネル推定値を求める必要はない。

図9は、本実施形態に係るCDMA受信装置による重み付け制御処理例を示すフローチャートである。ステップS901において、誤差信号生成部842により、補償されたデータシンボル系列、および補償されたデータシンボル系列を復調し、データ判定した結果に基づき誤差信号（識別誤差情報）を生成する。データ判定は、データ判定部846がレイク合成部832の出力を判定（0/1）することにより行う。

ステップS902において、重み付け制御部（MMSE）844により、誤差信号、およびパイロットブロック平均値（各パイロットブロックより得られたチャンネル推定値） $\hat{\epsilon}$ を帰還情報として用いて重み付け（重み係数 $\alpha_{m,i}$ ）の制御を行う。

このように、パイロットシンボルに対する重み付け値を、チャンネル変動の速度に応じて適応的に最適化することにより、フェージング変動に対する耐性を向上させ、高精度なチャンネル推定を行うことができる。

また、本実施形態においては、パイロットシンボル周期（スロット周期）ではなく、シンボル周期で重み係数の更新を行うことができるので、重み係数の収束能力を向上させることができる。

なお、本発明の第3実施形態に係るCDMA受信装置800を受信処理部として、および本発明の第2実施形態に係るCDMA送受信装置500の送信処理部510を送信処理部としてCDMA送受信装置を構成することができる。

（第4実施形態）

図10は、本発明の第4実施形態に係るCDMA受信装置の構成例を示す図である。本実施形態に係るCDMA受信装置1000は、複数のスロットを有し、データシンボルとパイロットシンボルとを含んだ合成シンボル系列を含む信号を受信し、復調する。

CDMA受信装置1000は、受信部1010、マッチトフィルタ1025、スロット同期検出部1001、パイロットシンボル系列取得部1012、パイロットブロック生成部1011、チャネル推定値取得部1021、データシンボル系列取得部1029、データシンボル系列補償部1030、レイク合成部1032、および重み付け制御部（内積演算）1044を備える。図10に示すように、本実施形態においては、マッチトフィルタ1025、スロット同期検出部1001等はDSP（およびプログラムを格納したメモリ）1020によりソフトウェアとして実現されているが、ハードウェアとして実現してもよい。受信部1010、マッチトフィルタ1025等の構成および機能は、本発明の第1実施形態に係るCDMA受信装置100の対応する要素と同様である。また、本実施形態に係るCDMA受信装置1000では、本発明の第1実施形態に係るCDMA受信装置100の受信処理（図2Aおよび図2B）と同様の処理が行われる。ただし、本実施形態においては、パイロットシンボルのチャネル推定値を求める必要はない。

図11は、本実施形態に係るCDMA受信装置による重み付け制御処理例を示すフローチャートである。ステップS1101において、重み付け制御部（内積演算）1044により、データシンボルのチャネル推定値 $\hat{h}_{k,n}$ と、およびパイロットブロック平均値（各パイロットブロックより得られ

たチャネル推定値) $\bar{\xi}$ との内積値 (相関値) を更新値 (帰還情報) として、式 (2) に示すように、重み付け (重み係数 $\alpha_{m,i}$) の制御 (更新) を行う。

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{A}_m(n) &= \mathbf{A}_m(n-1) + \mu \tilde{\xi}_m(n) \bar{\mathbf{X}}(n) \\ \mathbf{A}_m(n) &= \begin{pmatrix} \alpha_{m,-K+1}(n) \\ \alpha_{m,-K+2}(n) \\ \vdots \\ \alpha_{m,K-1}(n) \\ \alpha_{m,K}(n) \end{pmatrix}, \bar{\mathbf{X}}(n) = \begin{pmatrix} \bar{\xi}(n-K+1) \\ \bar{\xi}(n-K+2) \\ \vdots \\ \bar{\xi}(n+K-1) \\ \bar{\xi}(n+K) \end{pmatrix} \\ \tilde{\xi}_m(n) &= \mathbf{A}_m^t(n-1) \cdot \bar{\mathbf{X}}(n) \end{aligned} \right\} (2)$$

ここで、 $\mathbf{A}_m(n)$ は n 番目のスロット時における m 番目のデータシンボルの重み付け係数であり、 μ は更新のステップサイズであり、 $\bar{\xi}(n+i)$

は $n+i$ 番目のスロットのパイロットブロック平均値であり、 $\tilde{\xi}_m(n)$ は n 番目のスロットの m 番目のデータシンボルのチャネル推定値である。また、 $\mathbf{A}_m^t(n)$ は $\mathbf{A}_m(n)$ の転置行列を示す。

このように、パイロットシンボルに対する重み付け値を、チャネル変動の速度に応じて適応的に最適化することにより、フェージング変動に対する耐性を向上させ、高精度なチャネル推定を行うことができる。

また、本実施形態においては、データを復調する必要性や誤差信号を生成する必要性がなく、簡単な構成でチャネル変動に応じた重み付けの制御を行うことができる。

なお、本発明の第4実施形態に係るCDMA受信装置1000を受信処理部として、および本発明の第2実施形態に係るCDMA送受信装置500の送信処理部510を送信処理部としてCDMA送受信装置を構成することができる。

(第5実施形態)

図12は、本発明の第5実施形態に係るCDMA受信装置の構成例を示す図である。本実施形態に係るCDMA受信装置1200は、データシンボル系列、および前記データシンボル系列に対し並列なパイロットシンボル系列を含む信号を受信し、復調する。

CDMA受信装置1200は、受信部1210、データシンボル系列用マッチトフィルタ1224、パイロットシンボル系列用マッチトフィルタ1226、パイロットブロック生成部1211、チャネル推定値取得部1221、データシンボル系列補償部1230、レイク合成部1232、誤差信号生成部1242、および重み付け制御部(MMSE)1244を備える。図12に示すように、本実施形態においては、データシンボル系列用マッチトフィルタ1224、パイロットシンボル系列用マッチトフィルタ1226等はDSP(およびプログラムを格納したメモリ)1220によりソフトウェアとして実現されているが、ハードウェアとして実現してもよい。

図 1 3 A および図 1 3 B は、本実施形態に係る C D M A 受信装置による受信処理例を示すフローチャートである。まず、ステップ S 1 3 0 1 において、受信部 1 2 1 0 により受信信号、すなわち拡散されたデータシンボル系列、および拡散されたパイロットシンボル系列を受信する。

本実施形態においては、互いに直交する第 1 拡散符号および第 2 拡散符号によりそれぞれ拡散されたデータシンボル系列およびパイロットシンボル系列を受信するものとしている。ただし、互いに直交しない第 1 拡散符号および第 2 拡散符号によりそれぞれ拡散されたデータシンボル系列およびパイロットシンボル系列を受信するものとすることもできる。

また、本実施形態においては、互いに直交する第 1 搬送波および第 2 搬送波にそれぞれ乗せられた、拡散されたデータシンボル系列および拡散されたパイロットシンボル系列を受信するものとしている。ただし、互いに直交しない第 1 搬送波および第 2 搬送波にそれぞれ乗せられた、拡散されたデータシンボル系列および拡散されたパイロットシンボル系列を受信するものとすることもできる。互いに直交する搬送波の例としては、正弦波と余弦波が挙げられる。

ステップ S 1 3 0 2 において、データシンボル系列用マッチトフィルタ 1 2 2 4 により、第 1 拡散符号を用いて受信信号を逆拡散して、データシンボル系列を生成する。ステップ S 1 3 0 3 において、パイロットシンボル系列用マッチトフィルタ 1 2 2 6 により、第 2 拡散符号を用いて受信信号を逆拡散して、パイロットシンボル系列を生成する。そして、ステップ S 1 3 0 4 ~ S 1 3 0 8 において、パイロットブロック生成部 1 2 1 1 およびチャネル推定値取得部 1 2 2 1 により、チャネル推定処理を行い、データシンボルおよびパイロットシンボルのチャネル推定値を取得する。

図 1 4 は、本実施形態に係るチャネル推定装置によるチャネル推定の動

作原理を、 n 番目（ここで、 n は整数）のデータシンボルのチャネル推定値を取得する例を用いて示す図である。図 14 の例においては、電力損を押さえるため、パイロットシンボル系列の電力は、データシンボル系列の電力よりも小さくしている。また、データシンボル系列およびパイロットシンボル系列はスロット単位で送信電力制御されている。

図 13 A に戻り、ステップ S 1304 において、パイロットブロック生成部 1211 によりパイロットシンボル系列から複数のパイロットブロックを生成する。図 14 の例では、 n 番目のパイロットシンボルを中心に、 λ ビットの長さのパイロットブロックを時間的に前後に L 個（本例では 3 個）生成するために、 $(n - K + 1)$ 番目のパイロットシンボルから $(n + K)$ 番目のパイロットシンボルまでを用いている（ここで、 $K = L \times \lambda$ 、 K は自然数）。

パイロットブロックは、多くの異なるスロットに属するパイロットシンボルにより形成し、それらのパイロットシンボルをチャネル推定に用いることが好ましい。スロットが異なるパイロットシンボル間では電力が異なるが、この差に起因するチャネル推定誤差よりも、より多くのスロットのパイロットシンボルを用いることによる熱雑音、干渉信号の影響の低減効果の方が大きく、より高精度なチャネル推定を行うことができるからである。図 14 の例では、7 個の異なるスロットに属するパイロットシンボルにより 6 個のパイロットブロックを形成している。

パイロットブロックは、 n 番目のデータシンボルのチャネル推定値を求める場合に、図 3 の例のように n 番目のパイロットシンボルを中心に時間的に前後に同数個生成しなくてもよい。したがって、チャネル推定の遅延を考慮して、 n 番目より小さい（時間的に前の）パイロットシンボルのみからパイロットブロックを生成することもできる。

1パイロットブロックの長さは1スロットの長さとは関係なく選択することができる。また、1パイロットブロックの長さを1パイロットシンボルの長さとして、すなわち1パイロットブロックを1パイロットシンボルで形成することもできる。さらに、パイロットブロックの長さは、パイロットブロックごとに異なるものとしてもよい。

ステップS 1 3 0 5～S 1 3 0 7において、チャネル推定値取得部1 2 2 1により、データシンボルおよびパイロットシンボルのチャネル推定値を取得する。まず、ステップS 1 3 0 5でパイロットブロックに含まれるパイロットシンボル $\hat{\xi}$ （複素フェージング包絡線推定値）の平均をとり、パイロットブロック平均値 $\bar{\hat{\xi}}$ を取得する。これをすべてのパイロットブロックについて行う（ステップS 1 3 0 6）。1パイロットブロックに1パイロットシンボルしか含まれない場合には、そのパイロットシンボル $\hat{\xi}$ がそのままパイロットブロック平均値 $\bar{\hat{\xi}}$ となる。図14の例では、 i 番目のパイロットブロック（ $i = -L \sim L$, $i \neq 0$ ）の各々についてパイロットブロック平均値 $\bar{\hat{\xi}}(n_i)$ を取得している。

ステップS 1 3 0 7でパイロットブロック平均値 $\bar{\hat{\xi}}$ の各々を重み付け加算して、データシンボルおよびパイロットシンボルのチャネル推定値 $\tilde{\xi}$ を取得する。図14の例では、 i 番目のパイロットブロックの重み係数を α_i として、 n 番目のデータシンボルのチャネル推定値 $\tilde{\xi}(n)$ を取得している。

また、本実施形態においては、重み付け制御のために、パイロットシン

ボルについてもチャネル推定値を取得する。n番目のパイロットシンボルのチャネル推定値としては、n番目のデータシンボルのチャネル推定値

$\tilde{\xi}(n)$ をそのまま用いることができる。

チャネル推定値 $\tilde{\xi}(n)$ は式(3)で与えられる。

$$\tilde{\xi}(n) = \sum_{i=-L, i \neq 0}^L \alpha_i \cdot \tilde{\xi}(n_i) \quad (3)$$

上記ステップS1304～S1307を、チャネル推定値を取得しようとするすべてのデータシンボルおよびパイロットシンボルについて行う(ステップS1308)。

チャネル推定値を取得した後、ステップS1309において、データシンボル系列補償部1230により(データシンボルの)チャネル推定値 $\tilde{\xi}$ を用いてデータシンボル系列のチャネル変動を補償する。より具体的には、データシンボル系列にチャネル推定値 $\tilde{\xi}$ の複素共役を乗じることによりデータシンボルのチャネル変動を補償する。

ステップS1310において、レイク合成部1232により、各レイクフィンガからの補償されたデータシンボル系列を同相合成する。

本実施形態に係るCDMA受信装置1200では、本発明の第1実施形態に係るCDMA受信装置100の重み付け制御処理(図4)と同様の処理が行われる。すなわち、ステップS401において、パイロットシンボ

ル系列補償部 1 2 4 6 により、(パイロットシンボルの) チャネル推定値 \hat{h} を用いてパイロットシンボル系列のチャネル変動を補償する。

ステップ S 4 0 2 において、誤差信号生成部 1 2 4 2 により、補償されたパイロットシンボル系列、および(チャネル変動による影響を受けていない)理想的なパイロットシンボル系列に基づき誤差信号(識別誤差情報)を生成する。理想的なパイロットシンボル系列は既知であり、受信装置 1 2 0 0 にあらかじめ用意してある。

ステップ S 4 0 3 において、重み付け制御部(MMSE) 1 2 4 4 により、誤差信号、およびパイロットブロック平均値(各パイロットブロックより得られたチャネル推定値) $\bar{\hat{h}}$ を帰還情報として用いて重み付け(重み係数 α_i) の制御を行う。

このように、パイロットシンボルに対する重み付け値を、チャネル変動の速度に応じて適応的に最適化することにより、フェージング変動に対する耐性を向上させ、高精度なチャネル推定を行うことができる。

(第 6 実施形態)

図 1 5 は、本発明の第 6 実施形態に係る CDMA 送受信装置の構成例を示す図である。本実施形態に係る CDMA 送受信装置 1 5 0 0 は、データシンボル系列、および前記データシンボル系列に対し並列なパイロットシンボル系列を含む信号を送信し、およびかかる信号を受信し、復調する。

CDMA 送受信装置 1 5 0 0 は、送信処理部 1 5 1 0 と受信処理部 1 5 2 0 とを備える。受信処理部 1 5 2 0 の構成ならびに受信処理および重み付け制御処理は、本発明の第 5 実施形態に係る CDMA 受信装置 1 2 0 0 の構成(図 1 2)ならびに受信処理(図 1 3 A および図 1 3 B) および重み付け制御処理(図 4)と同様である。

図 1 6 は、本実施形態に係る C D M A 送受信装置の送信処理部の構成例を示す図である。図 1 6 に示すように、送信処理部 1 5 1 0 は、送信部 1 6 1 0、通信路符号化部 1 6 2 2、データシンボル系列用拡散部 1 6 2 6、パイロットシンボル系列用拡散部 1 6 2 8、および合成部 1 6 3 0 を備える。本実施形態においては、通信路符号化部 1 6 2 2、データシンボル系列用拡散部 1 6 2 6 等は D S P（およびプログラムを格納したメモリ） 1 6 2 0 によりソフトウェアとして実現されているが、ハードウェアとして実現してもよい。

図 1 7 は、本実施形態に係る C D M A 送受信装置の送信処理部による送信処理例を示すフローチャートである。まず、ステップ S 1 7 0 1 において、通信路符号化部 1 6 2 2 により、データ系列を変調（符号化）して、データシンボル系列を生成する。ステップ S 1 7 0 2 において、データシンボル系列用拡散部 1 6 2 6 により、第 1 拡散符号を用いてデータシンボル系列を拡散し、拡散されたデータシンボル系列を生成する。ステップ S 1 7 0 3 において、パイロットシンボル系列用拡散部 1 6 2 8 により、第 2 拡散符号を用いてパイロットシンボル系列を拡散し、拡散されたパイロットシンボル系列を生成する。ステップ S 1 7 0 4 において、合成部 1 6 3 0 により拡散されたデータシンボル系列と拡散されたパイロットシンボル系列とを合成して送信信号を生成する。ステップ S 1 7 0 5 において、送信部 1 6 1 0 により、送信信号を送信する。

本実施形態においては、互いに直交する第 1 拡散符号および第 2 拡散符号を用いている。ただし、互いに直交しない第 1 拡散符号および第 2 拡散符号を用いるようにしてもよい。

また、本実施形態においては、互いに直交する第 1 搬送波および第 2 搬送波に拡散されたデータシンボル系列および拡散されたパイロットシンボ

ル系列をそれぞれ乗せた上で両搬送波を合成し、送信している。ただし、互いに直交しない第1搬送波および第2搬送波に拡散されたデータシンボル系列および拡散されたパイロットシンボル系列をそれぞれ乗せた上で両搬送波を合成し、送信するようにしてもよい。

(第7実施形態)

図18は、本発明の第7実施形態に係るCDMA受信装置の構成例を示す図である。本実施形態に係るCDMA受信装置1800は、データシンボル系列、および前記データシンボル系列に対し並列なパイロットシンボル系列を含む信号を受信し、復調する。

CDMA受信装置1800は、受信部1810、データシンボル系列用マッチトフィルタ1824、パイロットシンボル系列用マッチトフィルタ1826、パイロットブロック生成部1811、チャネル推定値取得部1821、データシンボル系列補償部1830、レイク合成部1832、データ判定部1846、誤差信号生成部1842、および重み付け制御部(MMSE)1844を備える。図18に示すように、本実施形態においては、データシンボル系列用マッチトフィルタ1824、パイロットシンボル系列用マッチトフィルタ1826等はDSP（およびプログラムを格納したメモリ）1820によりソフトウェアとして実現されているが、ハードウェアとして実現してもよい。受信部1810、データシンボル系列用マッチトフィルタ1824等の構成および機能は、本発明の第5実施形態に係るCDMA受信装置1200の対応する要素と同様である。また、本実施形態に係るCDMA受信装置1800では、本発明の第5実施形態に係るCDMA受信装置1200の受信処理（図13Aおよび図13B）と同様の処理が行われる。ただし、本実施形態においては、パイロットシンボルのチャネル推定値を求める必要はない。

また、本実施形態に係るCDMA受信装置1800では、本発明の第3実施形態に係るCDMA受信装置800の重み付け制御処理（図9）と同様の処理が行われる。すなわち、ステップS901において、誤差信号生成部1842により、補償されたデータシンボル系列、および補償されたデータシンボル系列を復調し、データ判定した結果に基づき誤差信号（識別誤差情報）を生成する。データ判定は、データ判定部1846がレイク合成部1832の出力を判定（0/1）することにより行う。

ステップS902において、重み付け制御部（MMSE）1844により、誤差信号、およびパイロットブロック平均値（各パイロットブロックより得られたチャネル推定値） $\hat{\epsilon}$ を帰還情報として用いて重み付け（重み係数 α_i ）の制御を行う。

このように、パイロットシンボルに対する重み付け値を、チャネル変動の速度に応じて適応的に最適化することにより、フェージング変動に対する耐性を向上させ、高精度なチャネル推定を行うことができる。

なお、本発明の第7実施形態に係るCDMA受信装置1800を受信処理部として、および本発明の第6実施形態に係るCDMA送受信装置1500の送信処理部1510を送信処理部としてCDMA送受信装置を構成することができる。

（第8実施形態）

図19は、本発明の第8実施形態に係るCDMA受信装置の構成例を示す図である。本実施形態に係るCDMA受信装置1900は、データシンボル系列、および前記データシンボル系列に対し並列なパイロットシンボル系列を含む信号を受信し、復調する。

CDMA受信装置1900は、受信部1910、データシンボル系列用

マッチトフィルタ 1924、パイロットシンボル系列用マッチトフィルタ 1926、パイロットブロック生成部 1911、チャネル推定値取得部 1921、データシンボル系列補償部 1930、レイク合成部 1932、および重み付け制御部（内積演算） 1944を備える。図 19に示すように、本実施形態においては、データシンボル系列用マッチトフィルタ 1924、パイロットシンボル系列用マッチトフィルタ 1926等はDSP（およびプログラムを格納したメモリ） 1920によりソフトウェアとして実現されているが、ハードウェアとして実現してもよい。受信部 1910、データシンボル系列用マッチトフィルタ 1924等の構成および機能は、本発明の第5実施形態に係るCDMA受信装置 1200の対応する要素と同様である。また、本実施形態に係るCDMA受信装置 1900では、本発明の第5実施形態に係るCDMA受信装置 1200の受信処理（図 13Aおよび図 13B）と同様の処理が行われる。ただし、本実施形態においては、パイロットシンボルのチャネル推定値を求める必要はない。

また、本実施形態に係るCDMA受信装置 1900では、本発明の第4実施形態に係るCDMA受信装置 1000の重み付け制御処理（図 11）と同様の処理が行われる。すなわち、ステップS1101において、重み付け制御部（内積演算） 1944により、データシンボルのチャネル推定値 $\tilde{\xi}$ と、およびパイロットブロック平均値（各パイロットブロックより得られたチャネル推定値） $\overline{\xi}$ との内積値（相関値）を更新値（帰還情報）として、式（4）に示すように、重み付け（重み係数 α_i ）の制御（更新）を行う。

$$\left. \begin{aligned}
 \mathbf{A}(n) &= \mathbf{A}(n-1) + \mu \tilde{\xi}(n) \overline{\mathbf{X}}(n) \\
 \mathbf{A}(n) &= \begin{pmatrix} \alpha_{-L}(n) \\ \vdots \\ \alpha_{-1}(n) \\ \alpha_1(n) \\ \vdots \\ \alpha_L(n) \end{pmatrix}, \quad \overline{\mathbf{X}}(n) = \begin{pmatrix} \overline{\xi}(n_{-L}) \\ \vdots \\ \overline{\xi}(n_{-1}) \\ \overline{\xi}(n_1) \\ \vdots \\ \overline{\xi}(n_L) \end{pmatrix} \\
 \tilde{\xi}(n) &= \mathbf{A}^t(n-1) \cdot \overline{\mathbf{X}}(n)
 \end{aligned} \right\} (4)$$

ここで、 $\mathbf{A}(n)$ は n 番目のデータシンボルの重み付け係数であり、 μ は更新のステップサイズであり、 $\overline{\xi}(n_i)$ は i 番目のパイロットブロックのパイロットブロック平均値であり、 $\tilde{\xi}(n)$ は n 番目のデータシンボルのチャネル推定値である。また、 $\mathbf{A}^t(n)$ は $\mathbf{A}(n)$ の転置行列を示す。

このように、パイロットシンボルに対する重み付け値を、チャネル変動の速度に応じて適応的に最適化することにより、フェージング変動に対す

る耐性を向上させ、高精度なチャネル推定を行うことができる。

また、本実施形態においては、データを復調する必要性や誤差信号を生成する必要性がなく、簡単な構成でチャネル変動に応じた重み付けの制御を行うことができる。

なお、本発明の第8実施形態に係るCDMA受信装置1900を受信処理部として、および本発明の第6実施形態に係るCDMA送受信装置1500の送信処理部1510を送信処理部としてCDMA送受信装置を構成することができる。

(その他)

図20は、2波レイリーモデル下における最大ドップラー周波数(f_d)とスロット時間(T_{slot})との積に対する所要誤り率($BER = 10^{-3}$)特性を示す図である。図20には、本発明の第4実施形態に係るCDMA受信装置(時間多重型パイロットチャネル方式)による特性(TM__P)、本発明の第8実施形態に係るCDMA受信装置(並列型パイロットチャネル方式)による特性(Para__P)、従来の重み係数が固定であるCDMA受信装置(時間多重型パイロットチャネル方式)による特性(TM__C)、および従来の重み係数が固定であるCDMA受信装置(並列型パイロットチャネル方式)による特性(Para__C)が示されている。

図21は、 $f_d T_{slot} = 0.003125$ および $f_d T_{slot} = 0.28$ 時のVehicular-B環境下におけるBER特性を示す図であり、図22はVehicular-B環境下における $f_d T_{slot}$ に対する所要誤り率($BER = 10^{-3}$)特性を示す図である。

図20および図22より、本発明の第4実施形態に係るCDMA受信装置および本発明の第8実施形態に係るCDMA受信装置ともに従来のCDMA受信装置に比べて、低速フェージング時で2波レイリーモデル下で約

0.2 dB、Vehicular-B下で約0.4 dBの改善効果が得られ、高速フェージング下ではフェージング速度が大きくなるほどその改善効果が大きく現れていることがわかる。また、低速フェージング下においてVehicular-B環境下での改善効果が2波レイリーモデル下よりも大きいのは、Vehicular-B下では雑音の影響が大きいので低速フェージング時にはより多くのパイロットシンボルを利用できる本発明の改善効果が得られたためである。

さらに、低速から高速フェージングまでのすべての範囲で、時間多重型パイロットチャネル方式（本発明の第4実施形態に係るCDMA受信装置）と並列型パイロットチャネル方式（本発明の第8実施形態に係るCDMA受信装置）の差がないのは、低速時は推定に用いるエネルギーが等しく、フェージング変動が小さい為であり、高速時においてほぼ等しくなっているのは、時間多重型パイロットチャネル方式の特徴である短い時間で信号エネルギーが得られる効果と、並列型パイロットチャネル方式の同期加算数を時間多重型パイロットチャネル方式より少なくしたことによる高速フェージングに対する追随性の向上効果とがほぼ等しかったためであると考えられる。

以上説明したように、本発明によれば、パイロットシンボルに対する重み付け値を、チャネル変動の速度に応じて適応的に最適化することにより、フェージング変動に対する耐性を向上させ、高精度なチャネル推定を行うことができる。

高精度なチャネル推定およびそれに基づくデータシンボルのチャネル変動の補償を行うことができれば、例えば、レイリーフェージング環境下においても、絶対同期検波を用いてデータシンボルごとに絶対位相を判定することができ、所要の受信品質（受信誤り率）を得るために必要なSNI

Rを低減させることができる。したがって、送信電力を低減させることができ、システムの加入者容量を増大させることができる。

請 求 の 範 囲

1. 複数のスロットを有し、データシンボルとパイロットシンボルとを含んだ合成シンボル系列を含む信号を受信し、復調するCDMA受信装置であって、

前記合成シンボル系列における前記パイロットシンボルの位置を検出する手段と、

前記検出結果に基づき、複数のスロットにおいて、前記合成シンボル系列から前記パイロットシンボルを取り出し、パイロットブロックを生成する手段と、

前記パイロットブロックに含まれる前記パイロットシンボルの平均値の各々を重み付け加算して、チャネル推定値を取得する手段と、

前記検出結果に基づき、前記合成シンボル系列からデータシンボル系列を取得する手段と、

前記チャネル推定値を用いて前記データシンボル系列のチャネル変動を補償する手段と、

前記チャネル変動の速度に応じて前記重み付けを制御する手段とを備えたことを特徴とするCDMA受信装置。

2. 請求項1に記載のCDMA受信装置において、前記重み付けを制御する手段は、

前記チャネル推定値を用いて、前記合成シンボル系列から取り出したパイロットシンボル系列のチャネル変動を補償する手段と、

前記補償されたパイロットシンボル系列、および理想的なパイロットシンボル系列に基づき誤差信号を生成する手段と、

前記誤差信号、および前記パイロットブロックに含まれる前記パイロットシンボルの平均値を用いて前記重み付けの制御を行う手段と
を有することを特徴とするCDMA受信装置。

3. 請求項1に記載のCDMA受信装置において、前記重み付けを制御する手段は、

前記補償されたデータシンボル系列、および前記補償されたデータシンボル系列を復調し、データ判定した結果に基づき誤差信号を生成する手段と、

前記誤差信号、および前記パイロットブロックに含まれる前記パイロットシンボルの平均値を用いて前記重み付けの制御を行う手段と
を有することを特徴とするCDMA受信装置。

4. 請求項1に記載のCDMA受信装置において、前記重み付けを制御する手段は、前記データシンボルの前記チャネル推定値と、前記パイロットブロックに含まれる前記パイロットシンボルの平均値との内積値を更新値として前記重み付けの制御を行うことを特徴とするCDMA受信装置。

5. 請求項1ないし4のいずれかに記載のCDMA受信装置において、前記CDMA受信装置は、データシンボル系列にパイロットシンボルを数シンボル単位で一定周期で挿入したスロットからなるフレーム構成を有する合成シンボル系列を含む信号を受信することを特徴とするCDMA受信装置。

6. 請求項1ないし5のいずれかに記載のCDMA受信装置において、

前記パイロットブロックは、スロット内のすべてのパイロットシンボルから形成されることを特徴とするCDMA受信装置。

7. 請求項1ないし6のいずれかに記載のCDMA受信装置において、前記合成シンボル系列中の n 番目（ n は整数）のスロットのデータシンボルの前記チャネル推定値を取得する場合、前記パイロットブロックは、前記合成シンボル系列中の（ $n - K + 1$ ）番目（ K は自然数）のスロットから（ $n + K$ ）番目のスロットまでにおいて生成されることを特徴とするCDMA受信装置。

8. データシンボル系列、および前記データシンボル系列に対し並列なパイロットシンボル系列を含む信号を受信し、復調するCDMA受信装置であって、

前記パイロットシンボル系列から複数のパイロットブロックを生成する手段と、

前記パイロットブロックに含まれるパイロットシンボルの平均値の各々を重み付け加算して、チャネル推定値を取得する手段と、

前記チャネル推定値を用いて前記データシンボル系列のチャネル変動を補償する手段と、

前記チャネル変動の速度に応じて前記重み付けを制御する手段とを備えたことを特徴とするCDMA受信装置。

9. 請求項8に記載のCDMA受信装置において、前記重み付けを制御する手段は、

前記チャネル推定値を用いて前記パイロットシンボル系列のチャネル変

動を補償する手段と、

前記補償されたパイロットシンボル系列、および理想的なパイロットシンボル系列に基づき誤差信号を生成する手段と、

前記誤差信号、および前記パイロットブロックに含まれる前記パイロットシンボルの平均値を用いて前記重み付けの制御を行う手段と

を有することを特徴とするCDMA受信装置。

10. 請求項8に記載のCDMA受信装置において、前記重み付けを制御する手段は、

前記補償されたデータシンボル系列、および前記補償されたデータシンボル系列を復調し、データ判定した結果に基づき誤差信号を生成する手段と、

前記誤差信号、および前記パイロットブロックに含まれる前記パイロットシンボルの平均値を用いて前記重み付けの制御を行う手段と

を有することを特徴とするCDMA受信装置。

11. 請求項8に記載のCDMA受信装置において、前記重み付けを制御する手段は、前記データシンボルの前記チャネル推定値と、前記パイロットブロックに含まれる前記パイロットシンボルの平均値との内積値を更新値として前記重み付けの制御を行うことを特徴とするCDMA受信装置。

12. 請求項8ないし11のいずれかに記載のCDMA受信装置において、前記CDMA受信装置は、第1拡散符号を用いて拡散されたデータシンボル系列と、前記データシンボル系列に対し並列であり、第2拡散符号を用いて拡散されたパイロットシンボル系列とを含む信号を受信し、前記

第1 拡散符号と前記第2 拡散符号とは互いに直交することを特徴とするCDMA 受信装置。

13. 請求項8 ないし12 のいずれかに記載のCDMA 受信装置において、前記CDMA 受信装置は、第1 搬送波に乘せられた拡散されたデータシンボル系列と、前記データシンボル系列に対し並列であり、第2 搬送波に乘せられた拡散されたパイロットシンボル系列とを含む信号を受信し、前記第1 搬送波と前記第2 搬送波とは互いに直交することを特徴とするCDMA 受信装置。

14. 請求項8 ないし13 のいずれかに記載のCDMA 受信装置において、前記データシンボル系列中の n 番目 (n は整数) のデータシンボルの前記チャネル推定値を取得する場合、前記複数のパイロットブロックは、前記パイロットシンボル系列中の $(n - K + 1)$ 番目 (K は自然数) のパイロットシンボルから $(n + K)$ 番目のパイロットシンボルまでにより形成されることを特徴とするCDMA 受信装置。

15. 請求項8 ないし14 のいずれかに記載のCDMA 受信装置において、前記複数のパイロットブロックは長さが同じであることを特徴とするCDMA 受信装置。

16. 複数のスロットを有し、データシンボルとパイロットシンボルとを含んだ合成シンボル系列を含む信号を送信する送信処理部と前記信号を受信し、復調する受信処理部とを備えたCDMA 送受信装置であって、前記受信処理部は、

前記合成シンボル系列における前記パイロットシンボルの位置を検出する手段と、

前記検出結果に基づき、複数のスロットにおいて、前記合成シンボル系列から前記パイロットシンボルを取り出し、パイロットブロックを生成する手段と、

前記パイロットブロックに含まれる前記パイロットシンボルの平均値の各々を重み付け加算して、チャネル推定値を取得する手段と、

前記検出結果に基づき、前記合成シンボル系列からデータシンボル系列を取得する手段と、

前記チャネル推定値を用いて前記データシンボル系列のチャネル変動を補償する手段と、

前記チャネル変動の速度に応じて前記重み付けを制御する手段と
を有することを特徴とするCDMA送受信装置。

17. データシンボル系列、および前記データシンボル系列に対し並列なパイロットシンボル系列を含む信号を送信する送信処理部と、前記信号を受信し、復調する受信処理部とを備えたCDMA送受信装置であって、前記受信処理部は、

前記パイロットシンボル系列から複数のパイロットブロックを生成する手段と、

前記パイロットブロックに含まれるパイロットシンボルの平均値の各々を重み付け加算して、チャネル推定値を取得する手段と、

前記チャネル推定値を用いて前記データシンボル系列のチャネル変動を補償する手段と、

前記チャネル変動の速度に応じて前記重み付けを制御する手段と

を有することを特徴とするCDMA送受信装置。

18. 複数のスロットを有し、データシンボルとパイロットシンボルとを含んだ合成シンボル系列を含む信号を受信し、復調するCDMA受信方法であって、

前記合成シンボル系列における前記パイロットシンボルの位置を検出するステップと、

前記検出結果に基づき、複数のスロットにおいて、前記合成シンボル系列から前記パイロットシンボルを取り出し、パイロットブロックを生成するステップと、

前記パイロットブロックに含まれる前記パイロットシンボルの平均値の各々を重み付け加算して、チャネル推定値を取得するステップと、

前記検出結果に基づき、前記合成シンボル系列からデータシンボル系列を取得するステップと、

前記チャネル推定値を用いて前記データシンボル系列のチャネル変動を補償するステップと

を備え、前記重み付けは前記チャネル変動の速度に応じて制御されることを特徴とするCDMA受信方法。

19. データシンボル系列、および前記データシンボル系列に対し並列なパイロットシンボル系列を含む信号を受信し、復調するCDMA受信方法であって、

前記パイロットシンボル系列から複数のパイロットブロックを生成するステップと、

前記パイロットブロックに含まれるパイロットシンボルの平均値の各々

を重み付け加算して、チャネル推定値を取得するステップと、

前記チャネル推定値を用いて前記データシンボル系列のチャネル変動を補償するステップと

を備え、前記重み付けは前記チャネル変動の速度に応じて制御されることを特徴とするCDMA受信方法。

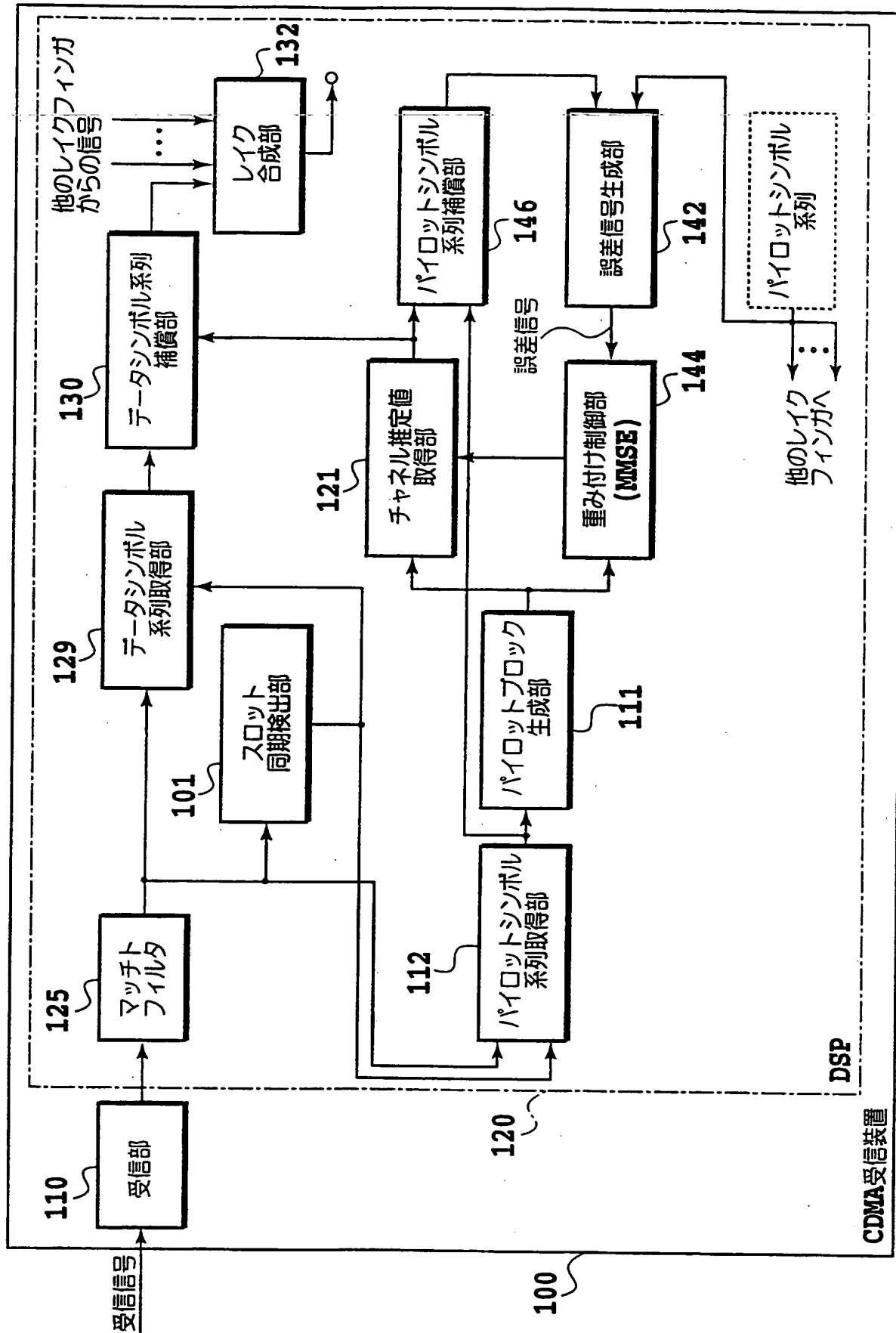


FIG. 1

2/25

FIG.2

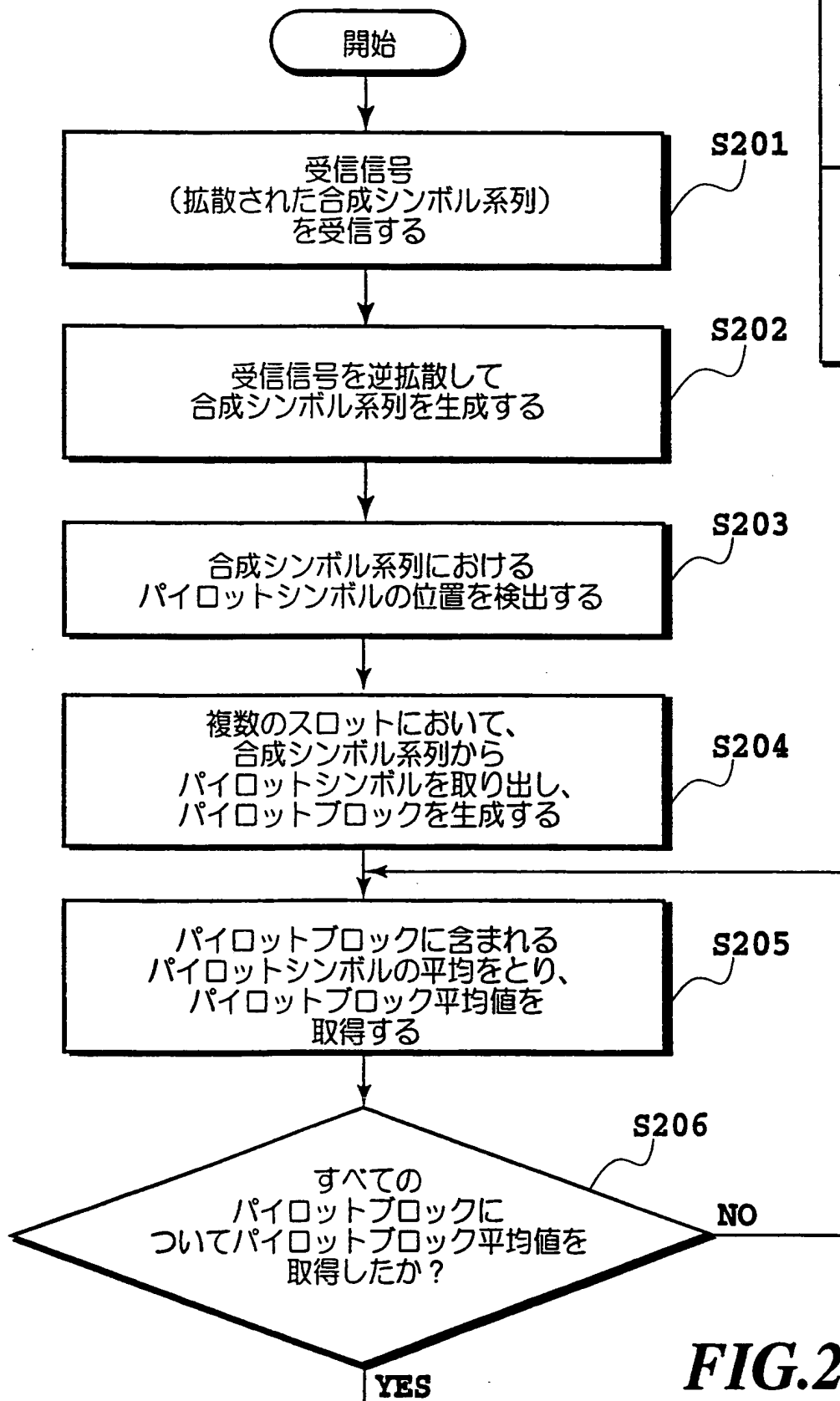
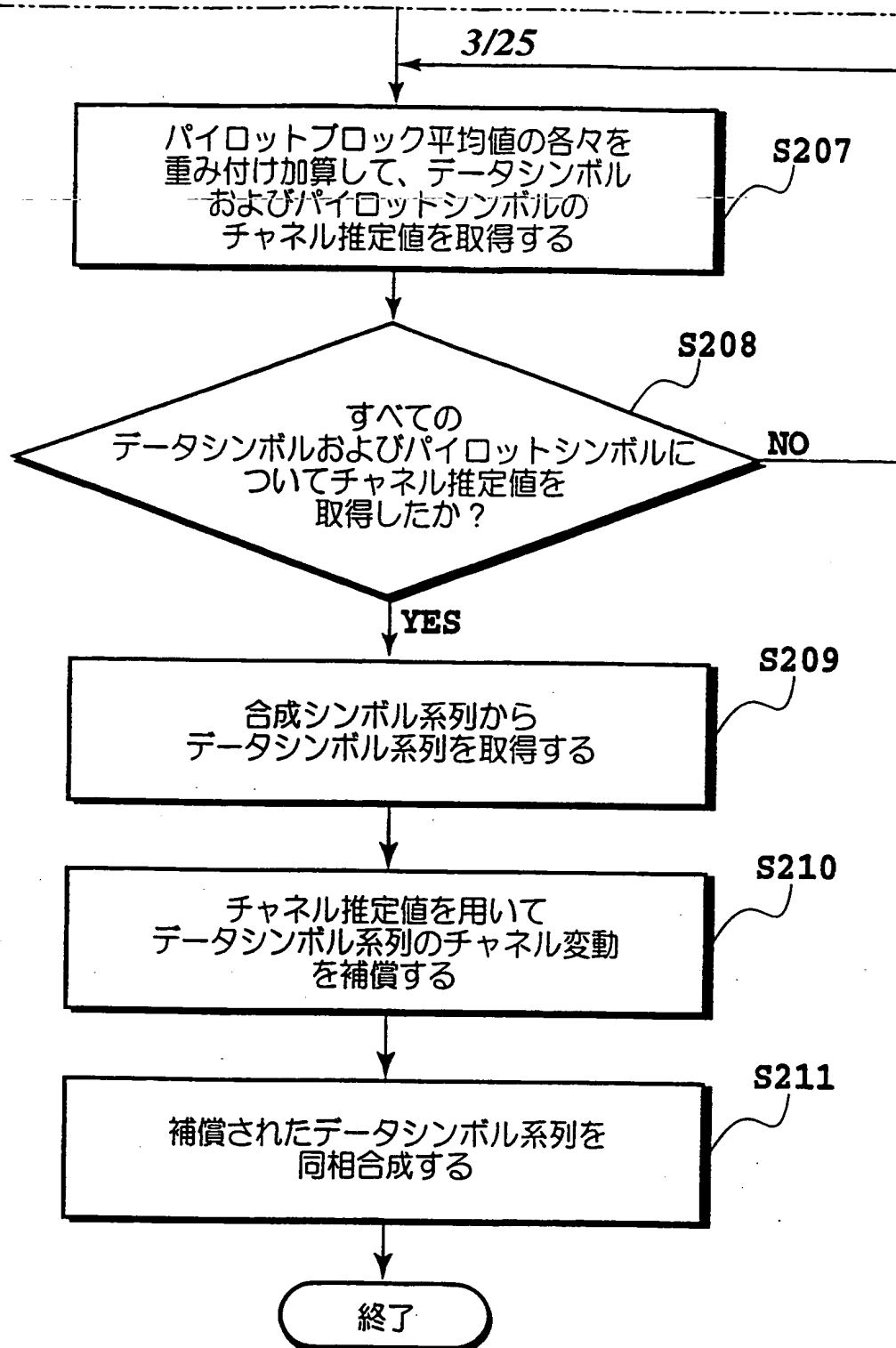


FIG.2A

**FIG.2B**

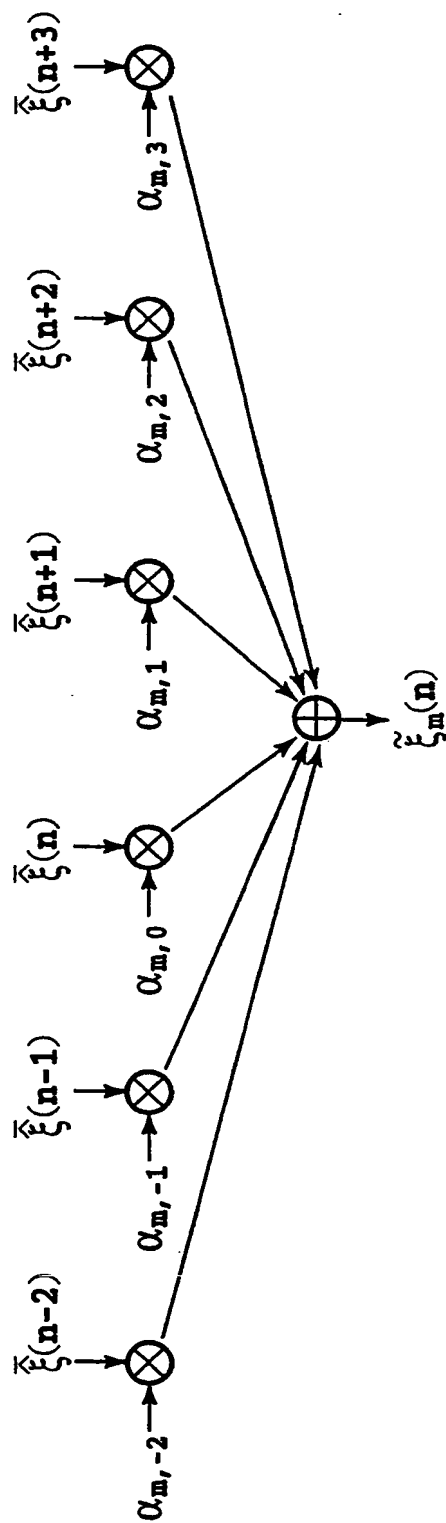
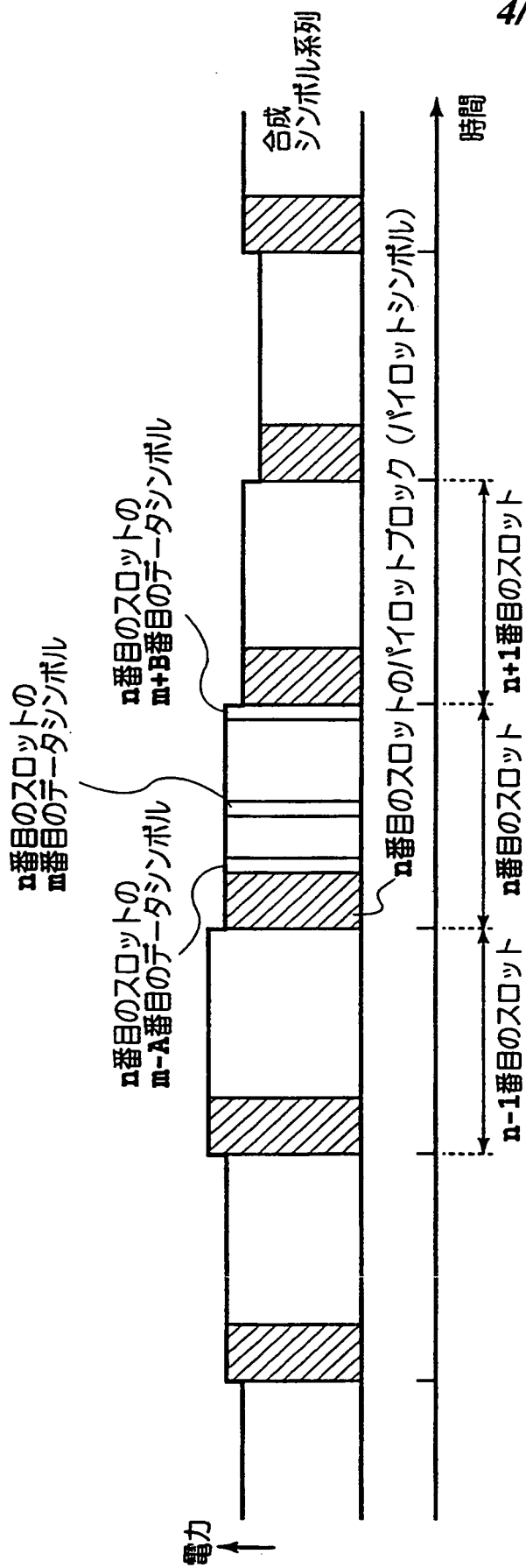


FIG.3

n 番目のスロットの m 番目データシンボルのチャネル推定値

5/25

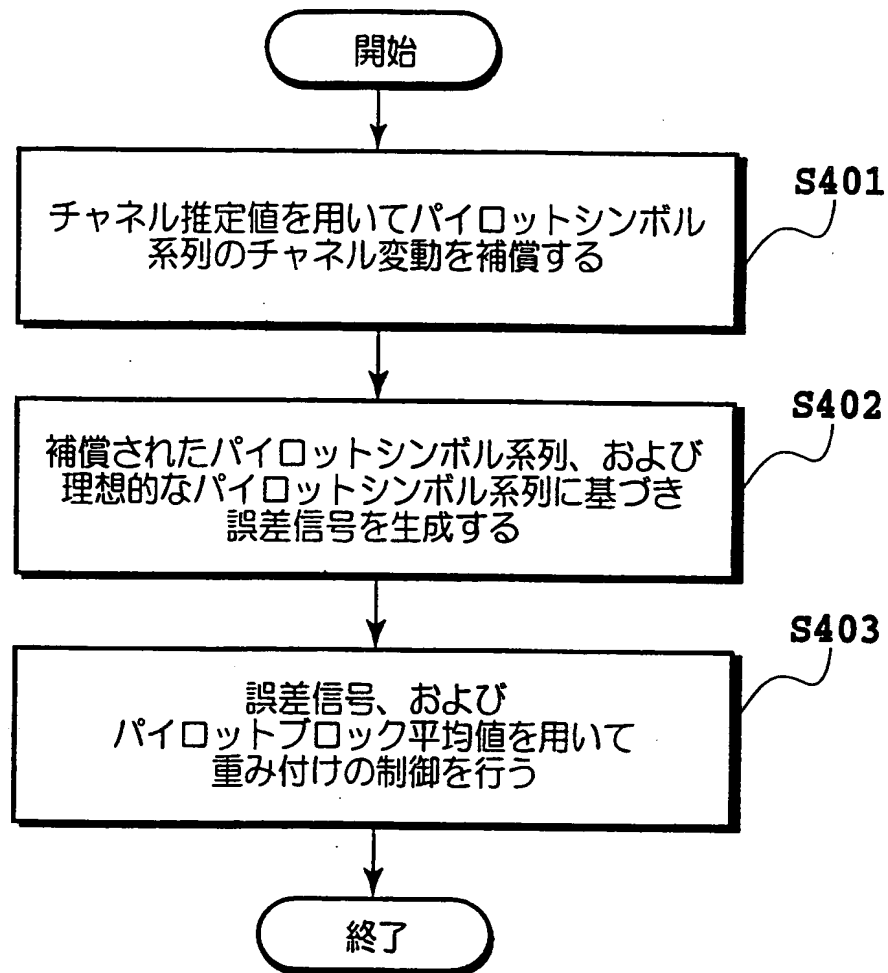


FIG.4

6/25

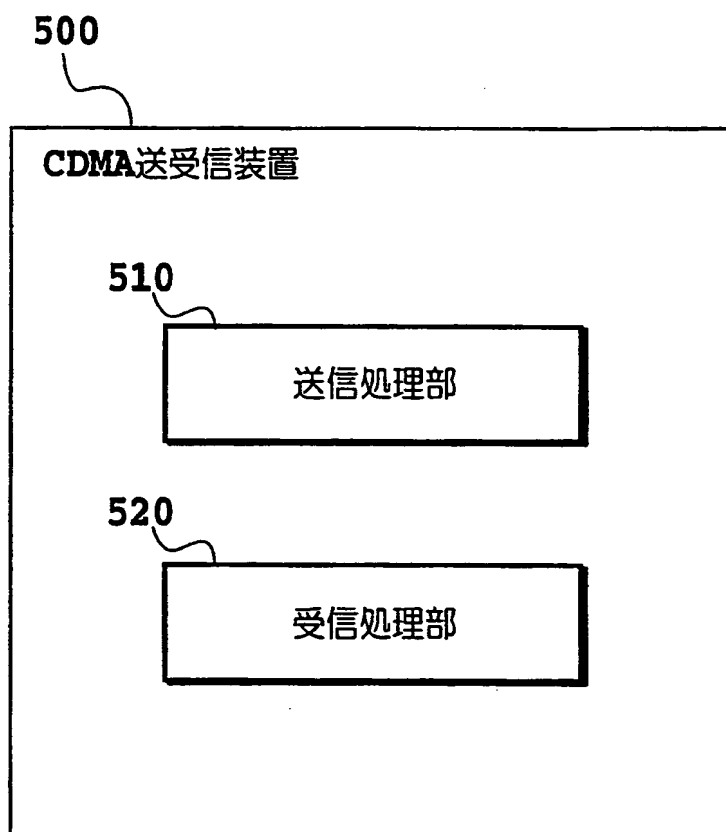


FIG.5

7/25

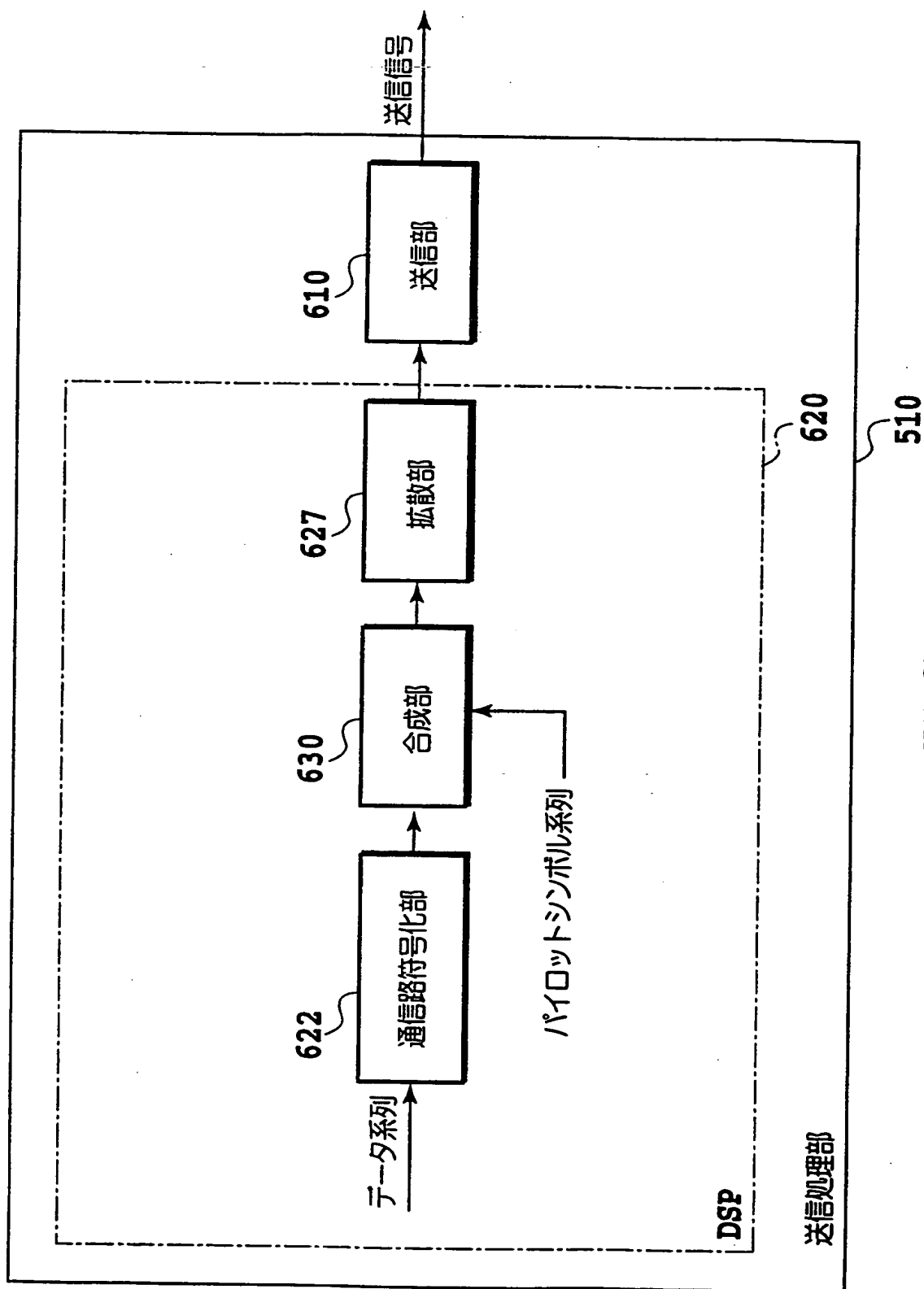
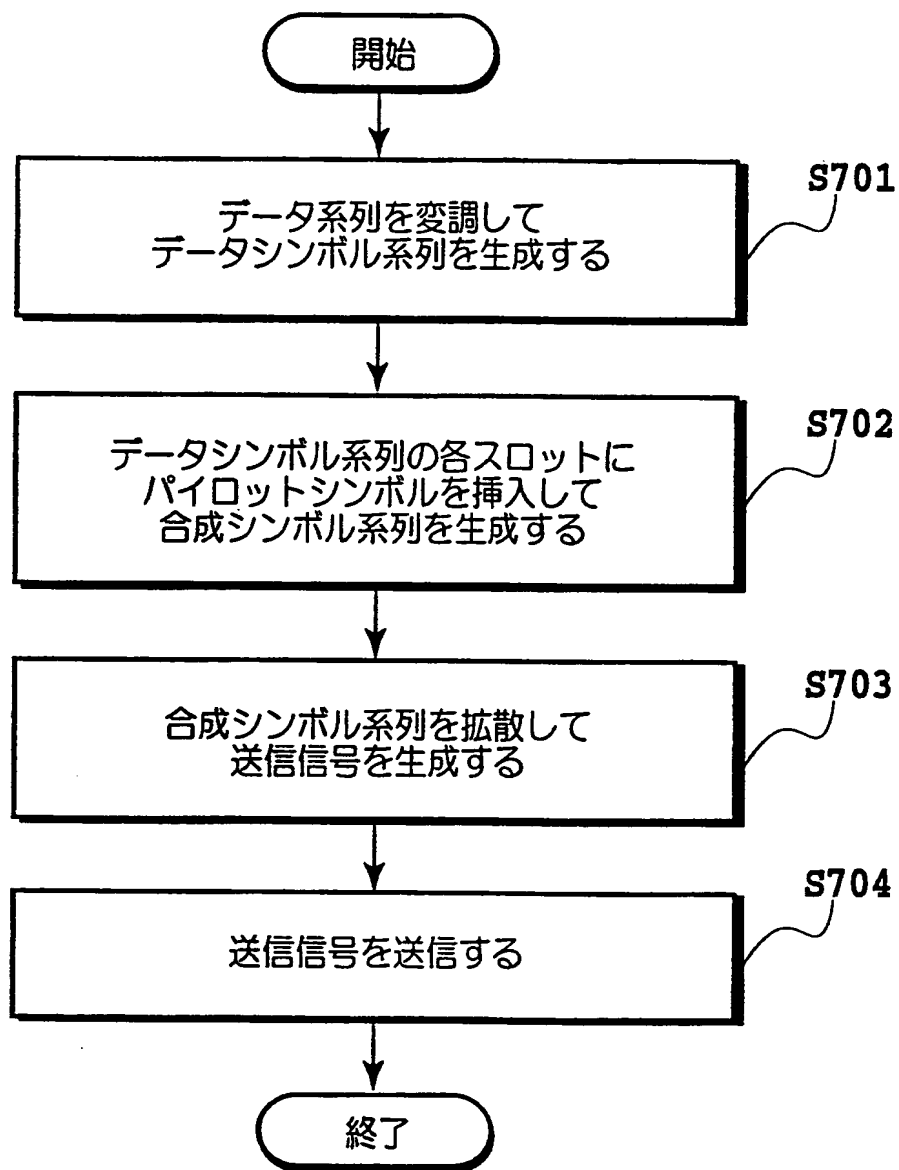


FIG.6

8/25

**FIG.7**

9/25

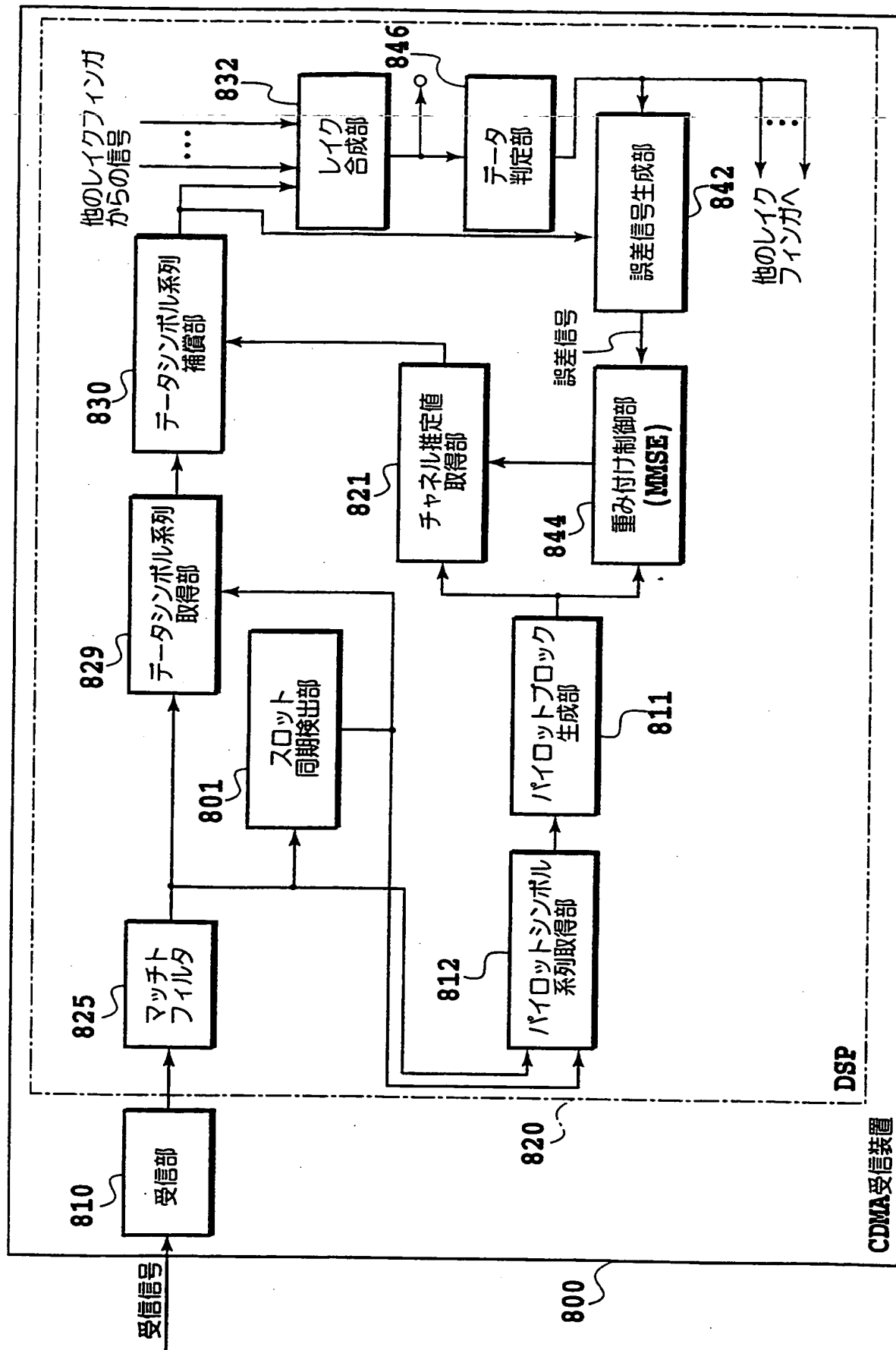


FIG. 8

10/25

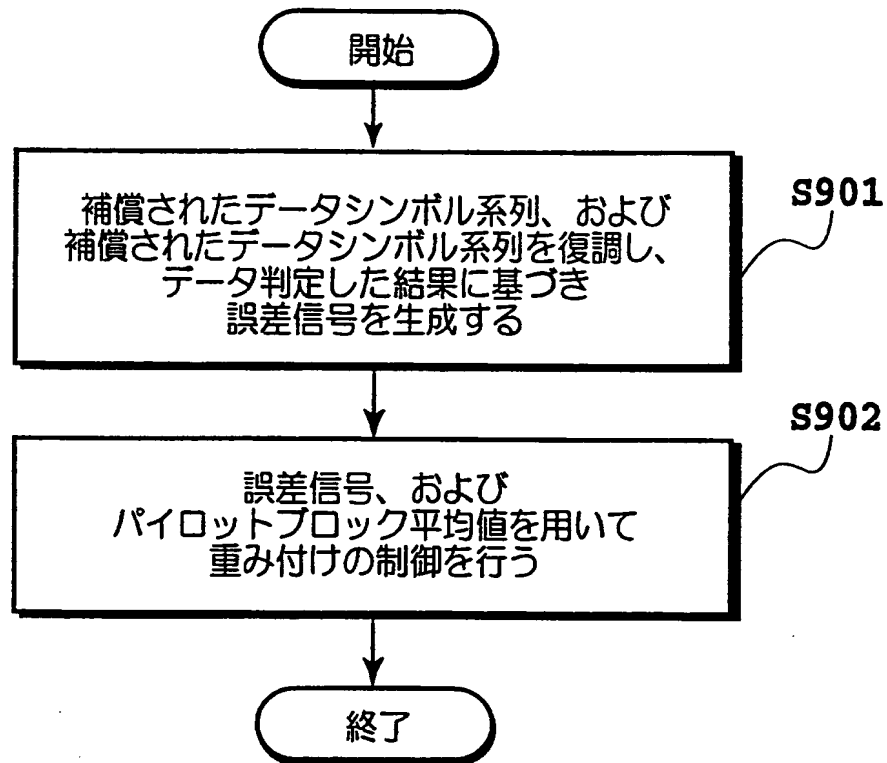


FIG.9

11/25

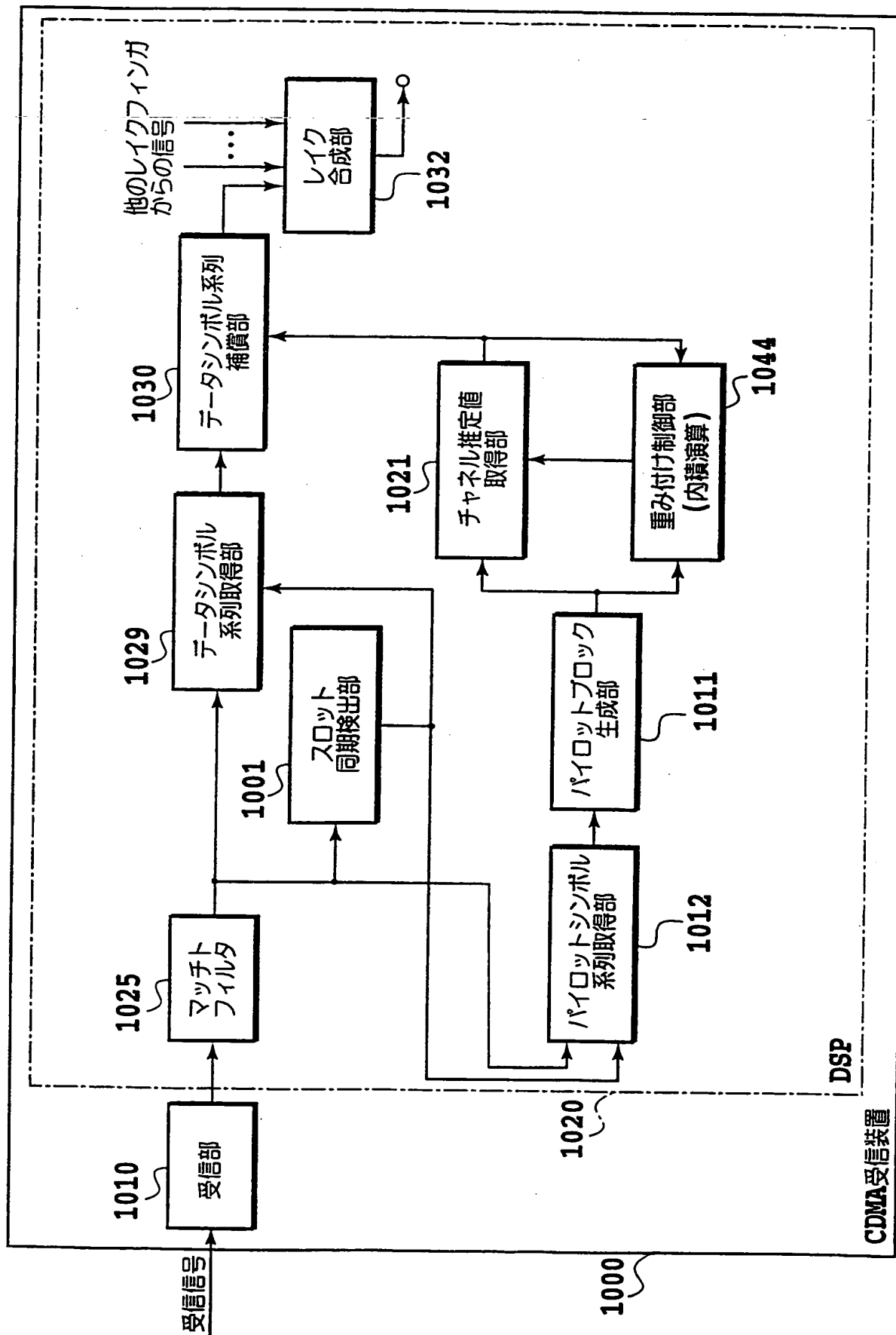
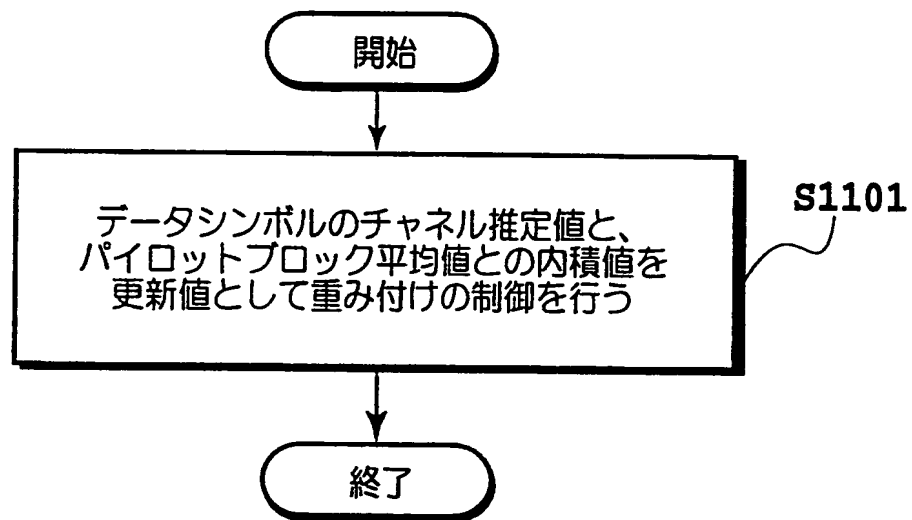


FIG. 10

12/25

**FIG.11**

13/25

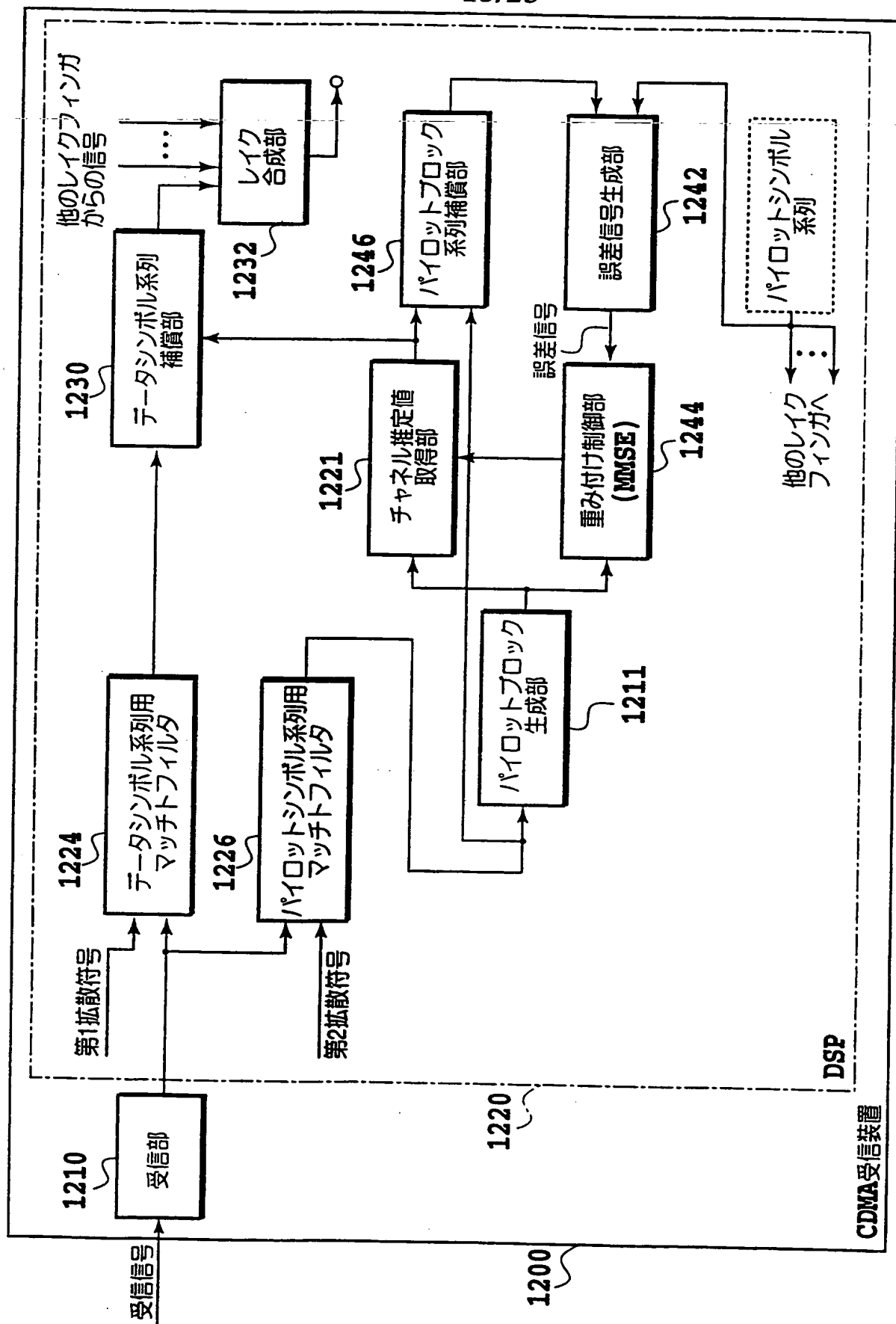
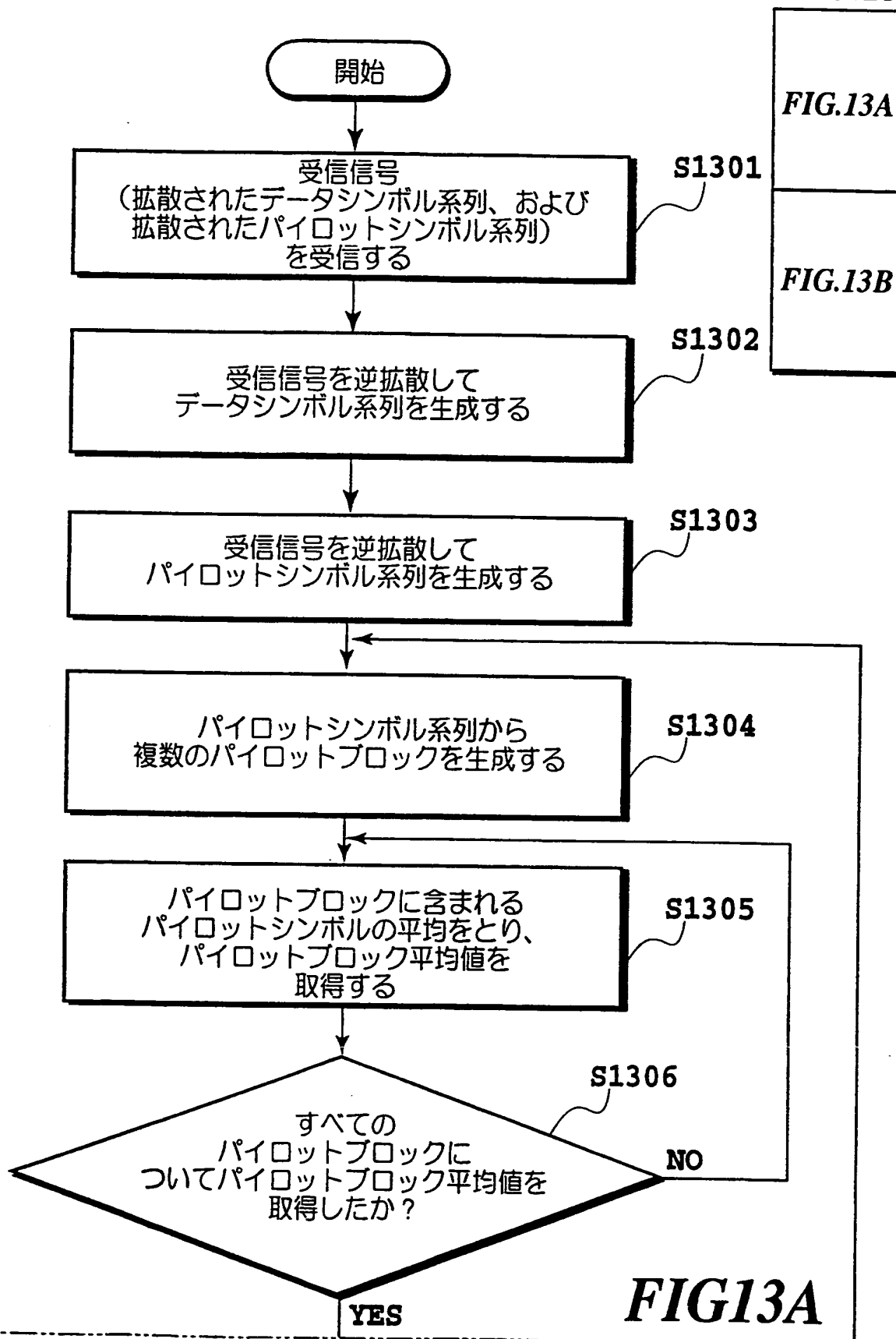
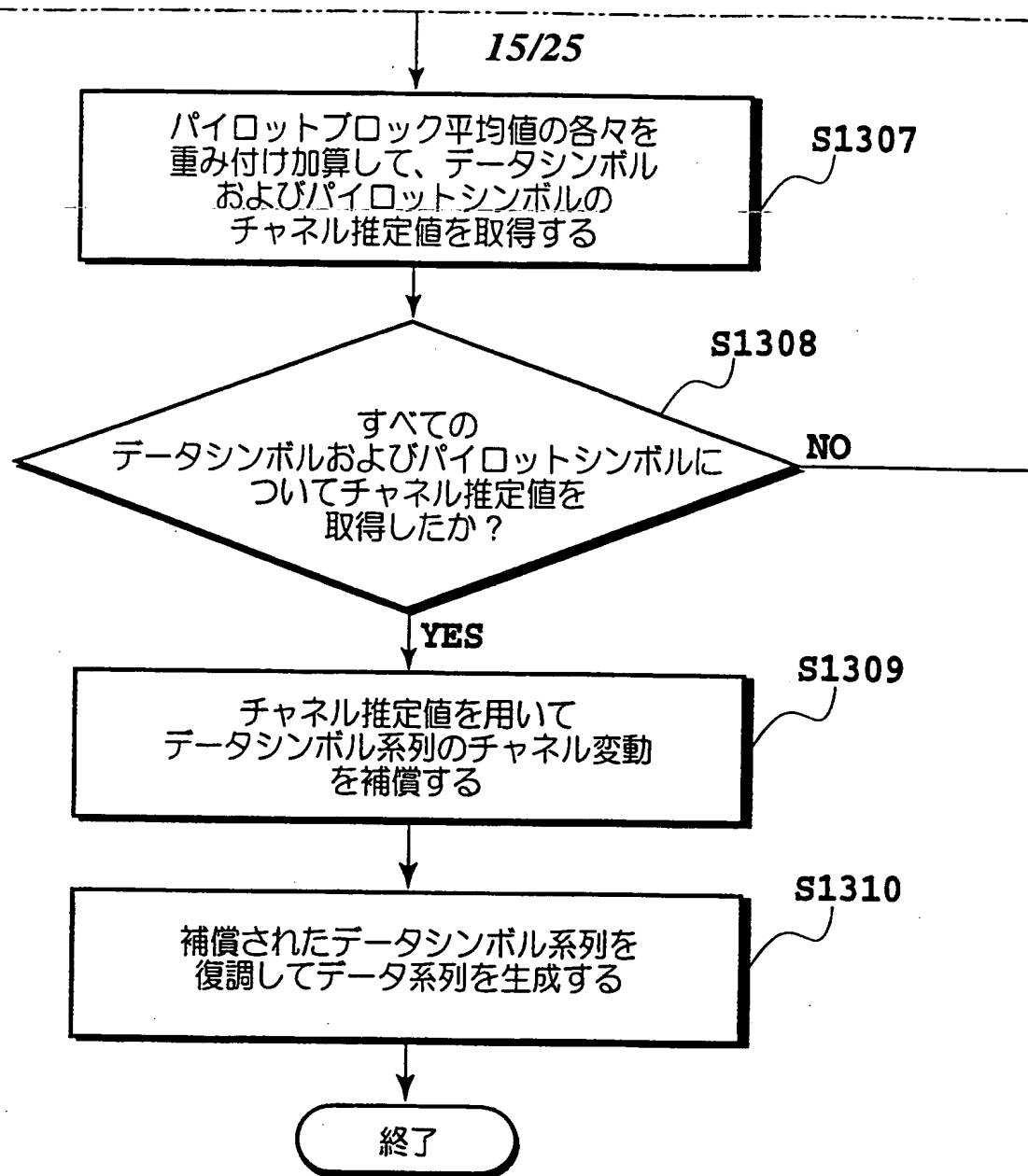


FIG.12

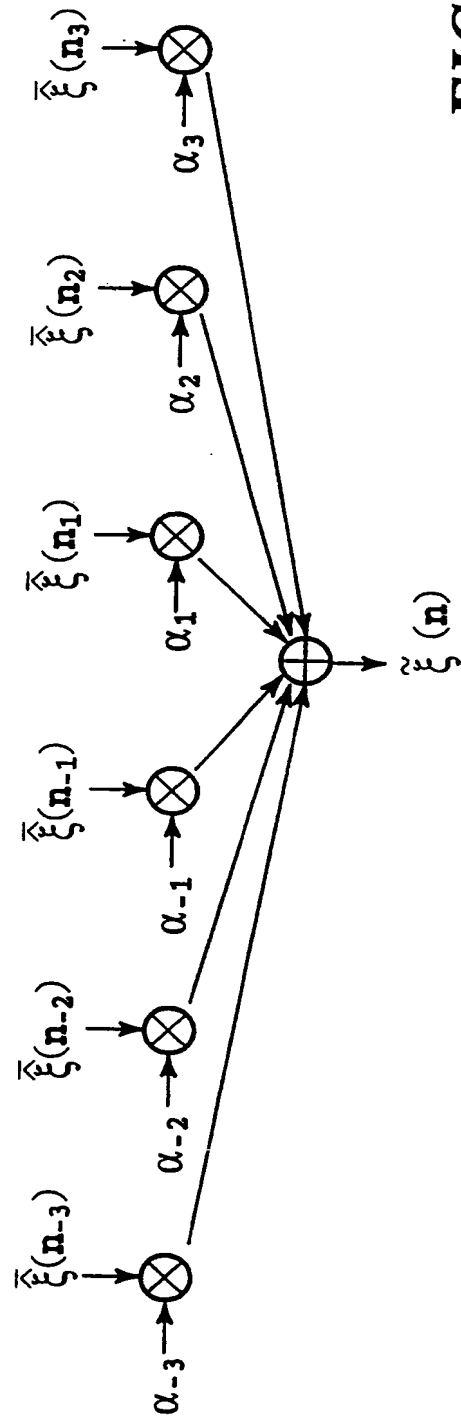
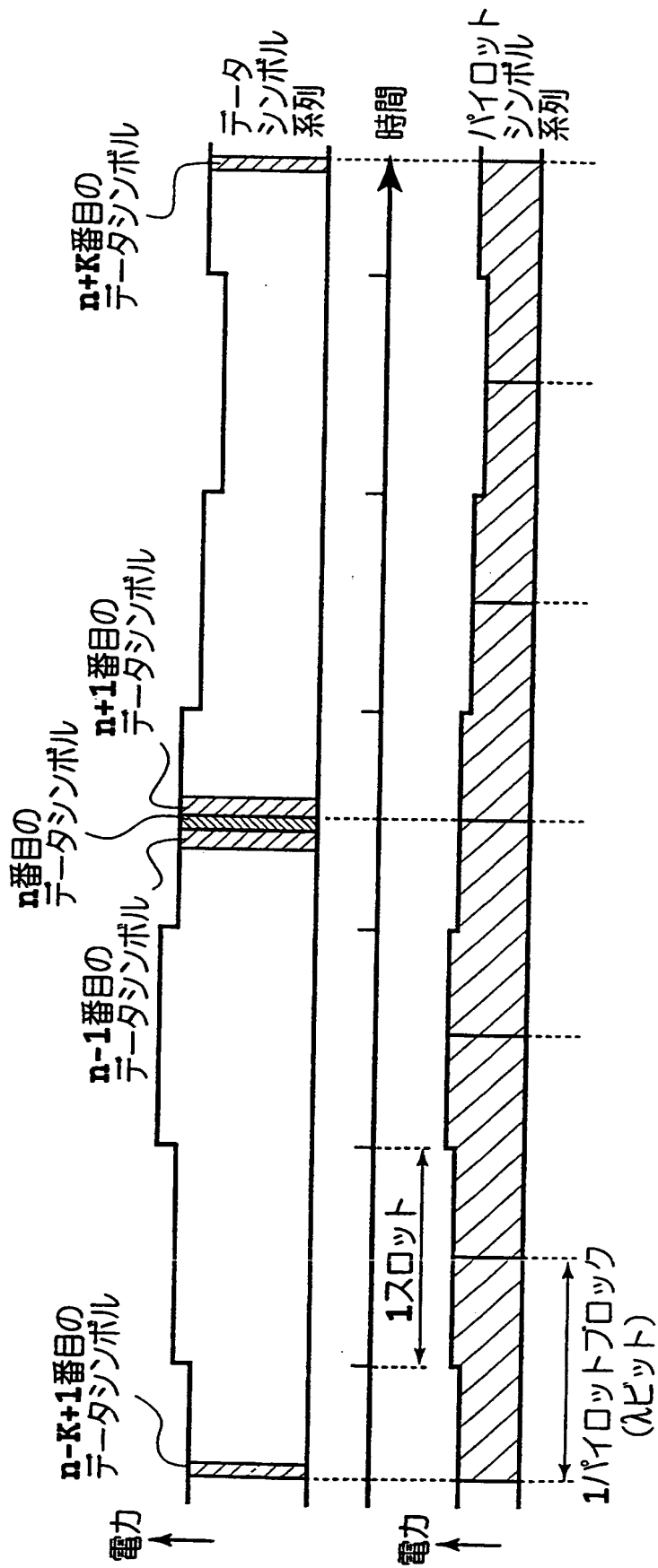
14/25

FIG.13



**FIG.13B**

16/25



n 番目のデータシンボルのチャネル推定値

FIG.14

17/25

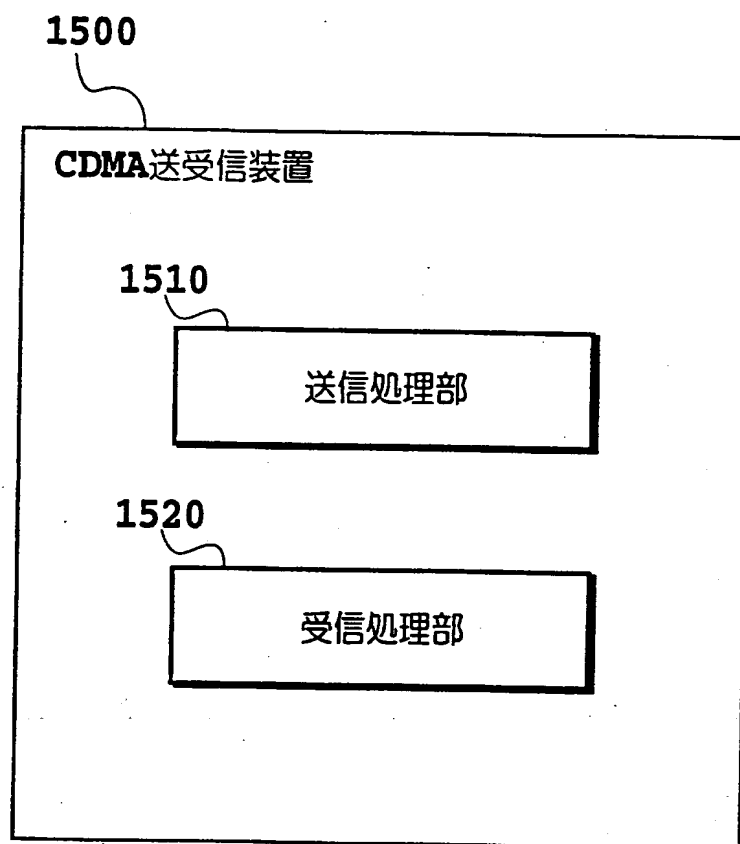


FIG.15

18/25

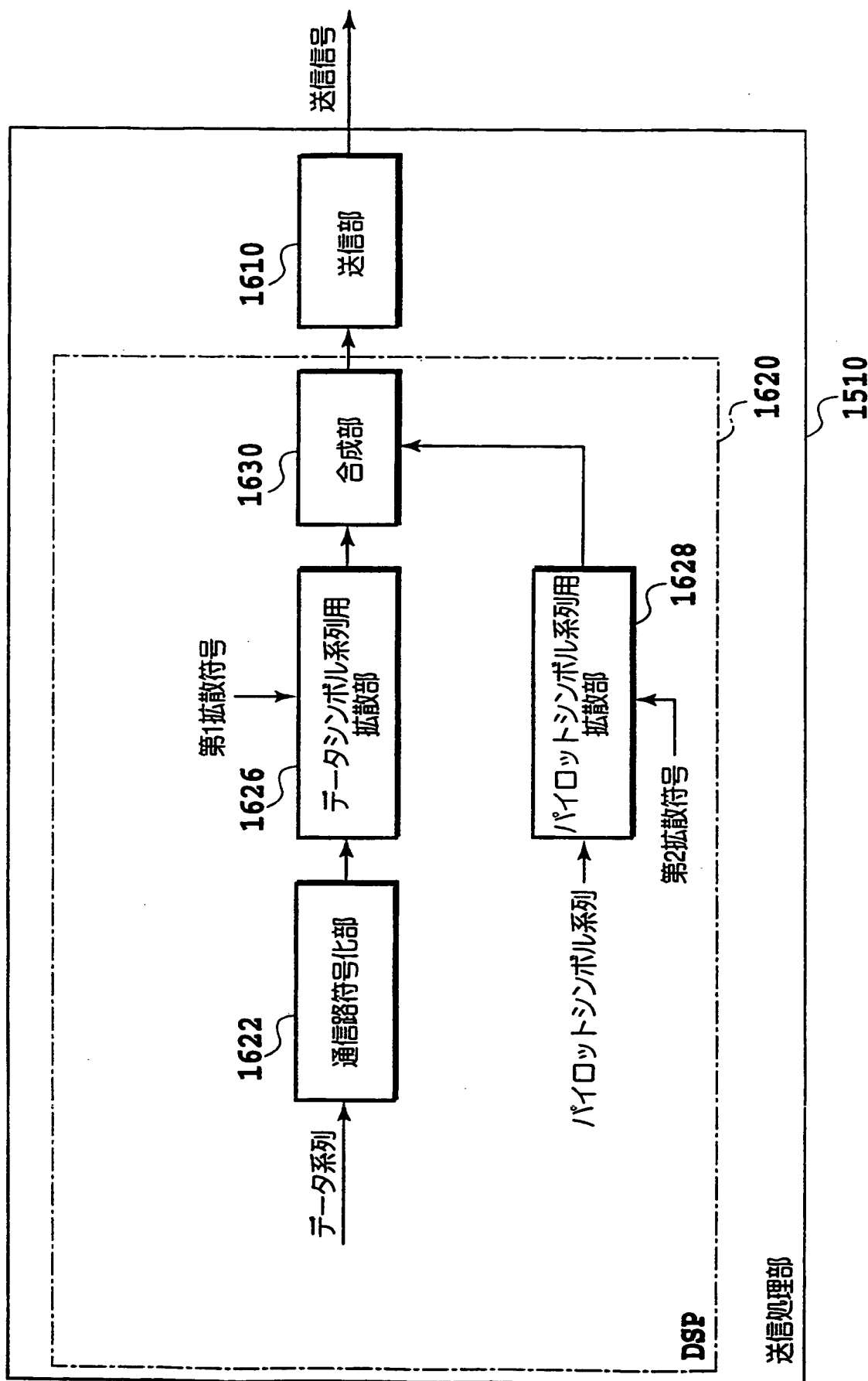


FIG.16

19/25

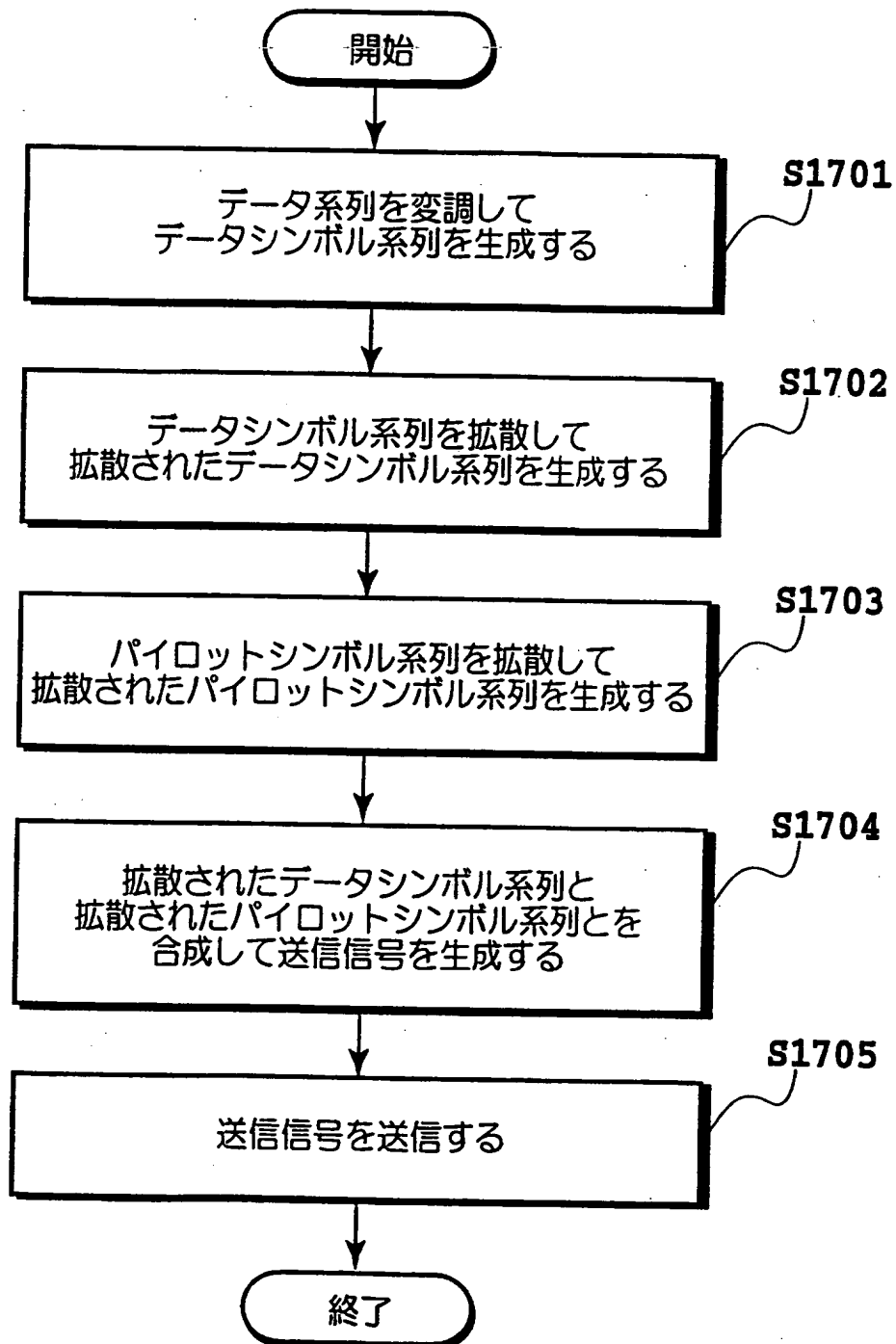


FIG.17

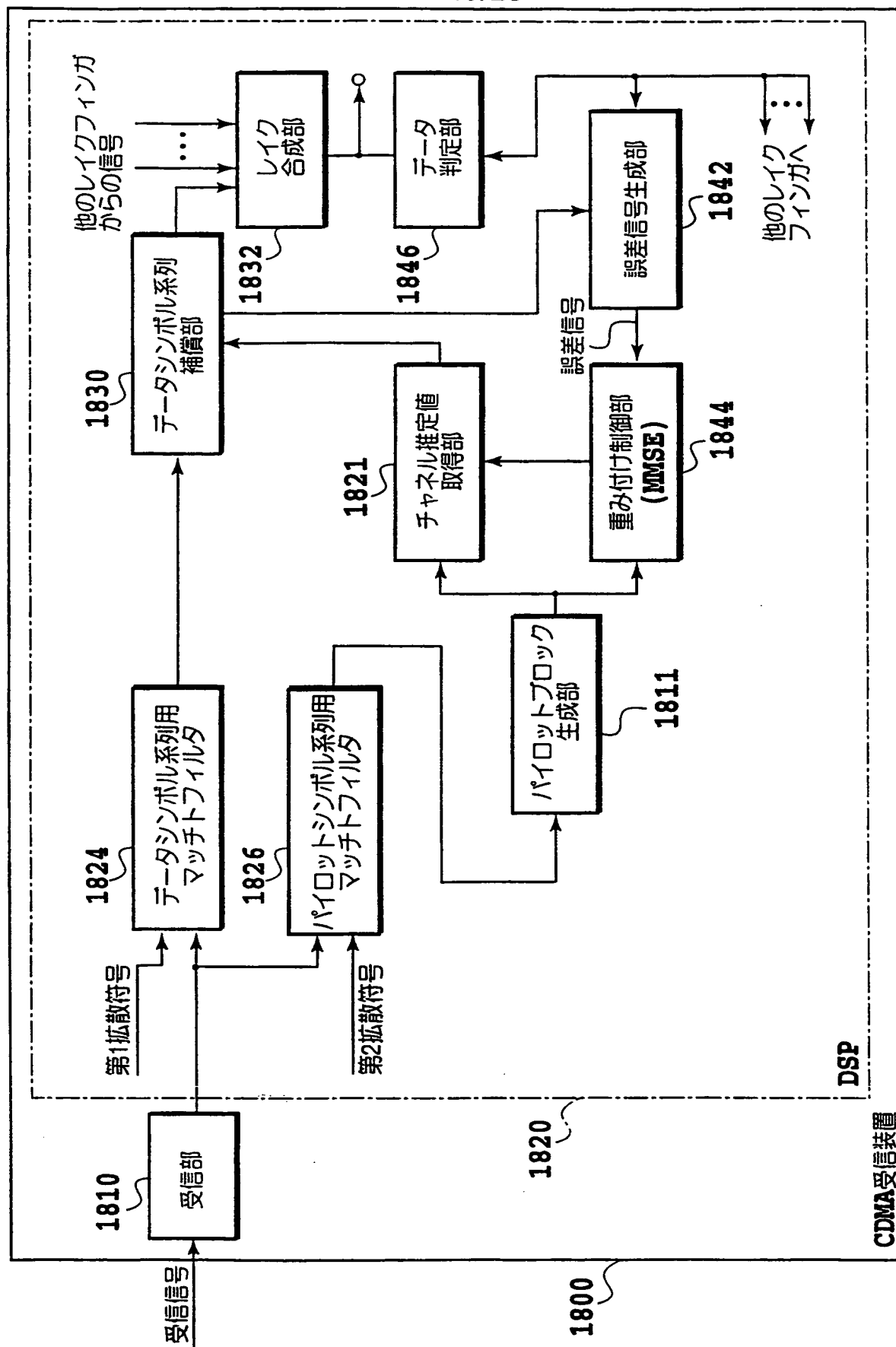


FIG. 18

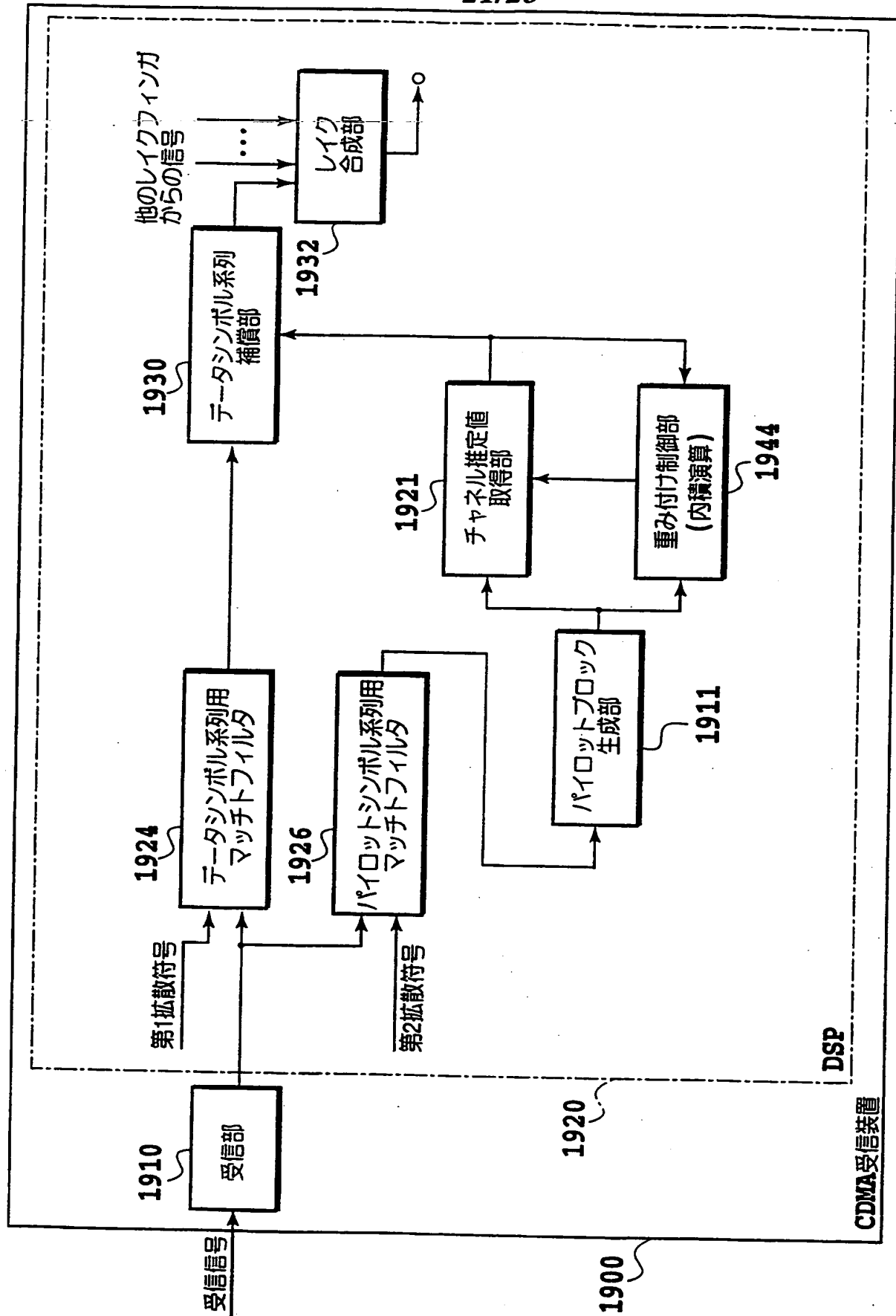
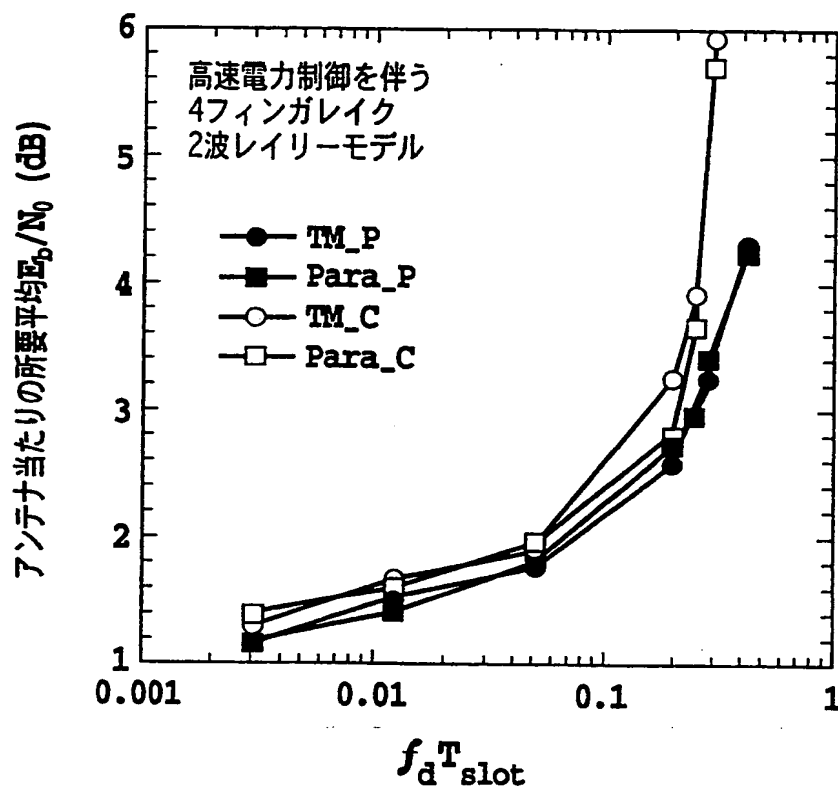


FIG. 19

22/25

**FIG.20**

23/25

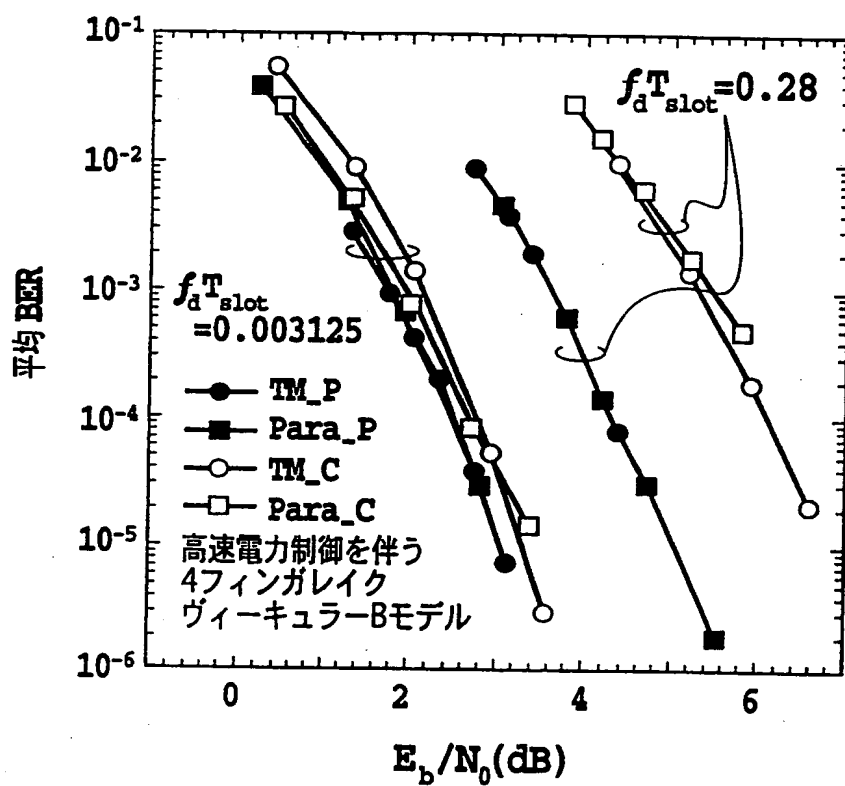


FIG.21

24/25

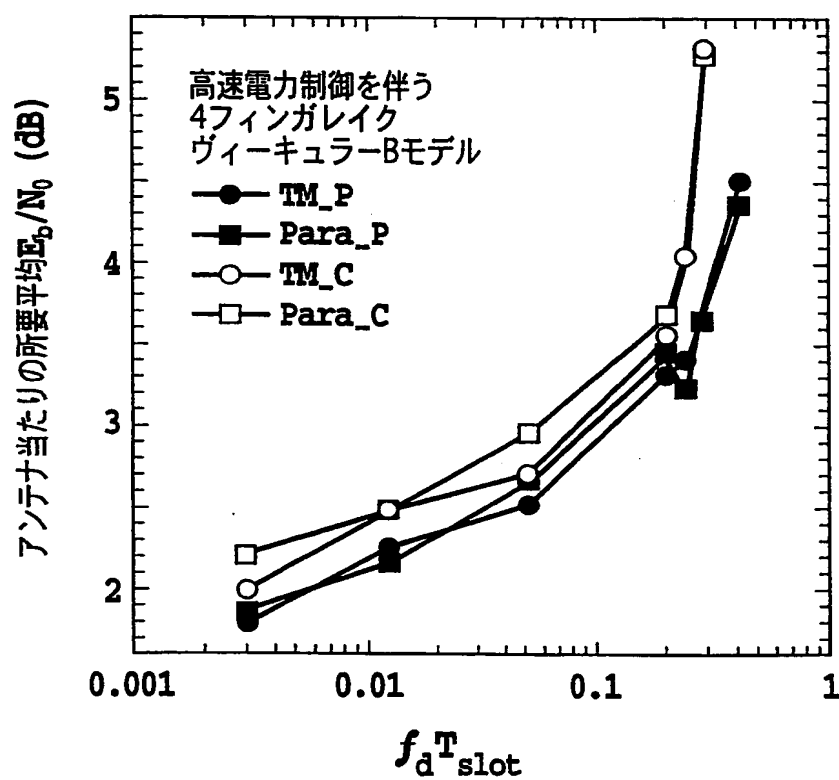


FIG.22

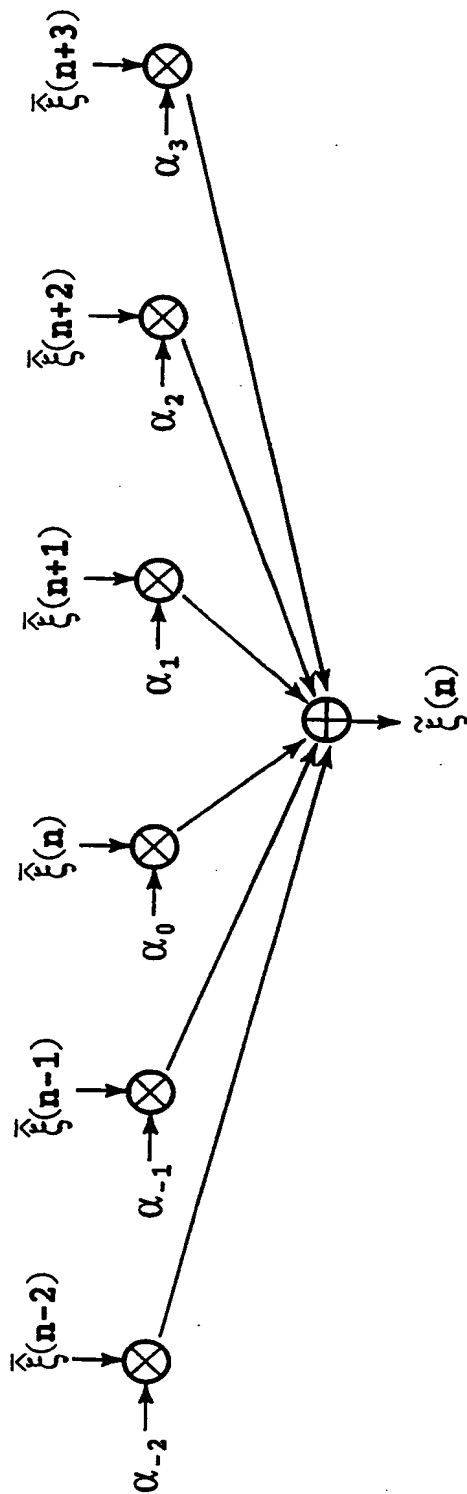
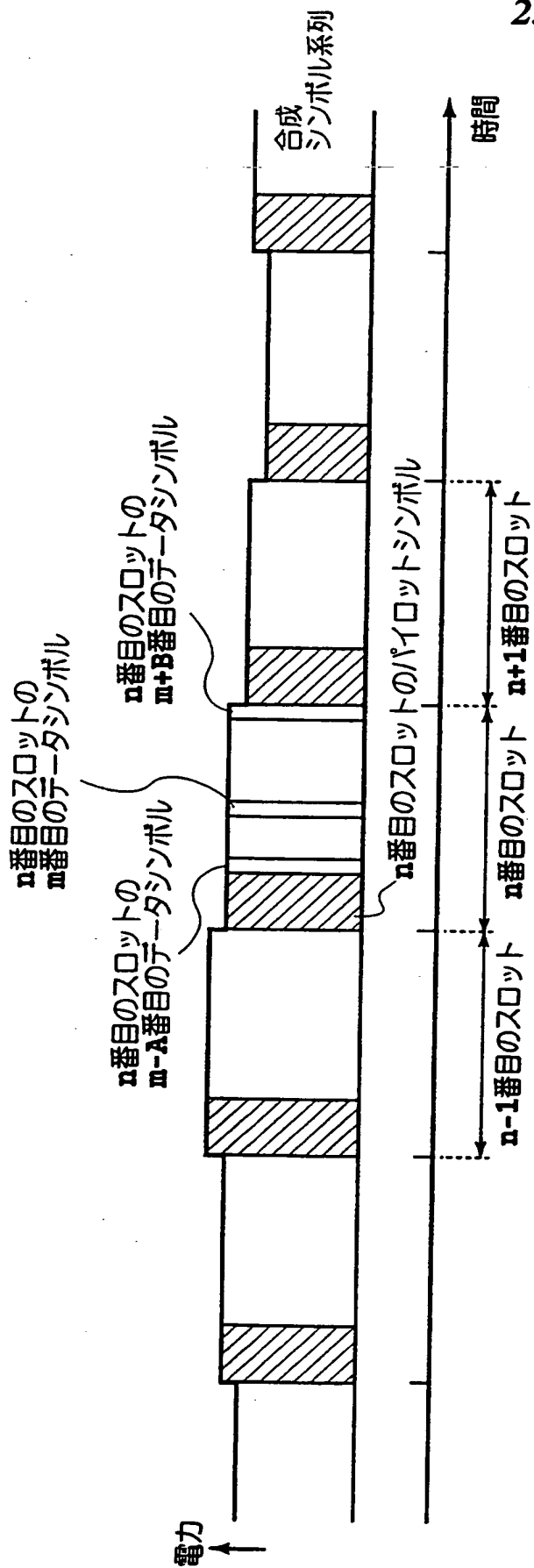


FIG.23

n 番目のスロットのデータシンボルに共通のチャネル推定値

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP99/02154

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int.Cl⁶ H04J13/00

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int.Cl⁶ H04J13/00

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho (Y1, Y2) 1926-1997 Toroku Jitsuyo Shinan Koho (U) 1994-1999
 Kokai Jitsuyo Shinan Koho (U) 1971-1999 Jitsuyo Shinan Toroku Koho (Y2) 1996-1999

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP, 08-335898, A (NTT Mobile Communications Network Inc.), 17 December, 1996 (17. 12. 96), Fig. 1 (Family: none)	1-19
A	JP, 09-008770, A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 10 January, 1997 (10. 01. 97), Fig. 7 (Family: none)	1-19
A	JP, 10-051424, A (NTT Mobile Communications Network Inc.), 20 February, 1998 (20. 02. 98), Fig. 1 (Family: none)	1-19

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C.☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
 "E" earlier document but published on or after the international filing date
 "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
 "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
 "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
 "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
 "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
 "&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
 29 July, 1999 (29. 07. 99)

Date of mailing of the international search report
 17 August, 1999 (17. 08. 99)

Name and mailing address of the ISA/
 Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

国際調査報告

国際出願番号 PCT/J P 99/02154

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))
Int. Cl.⁸ H04J13/00

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))
Int. Cl.⁸ H04J13/00

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 (Y1、Y2) 1926-1997
日本国公開実用新案公報 (U) 1971-1999
日本国登録実用新案公報 (U) 1994-1999
日本国実用新案登録公報 (Y2) 1996-1999

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
A	J P, 08-335898, A (エヌ・ティ・ティ移動通信網株式会社), 17. 12月. 1996 (17. 12. 96)、図1 (ファミリーなし)	1~19
A	J P, 09-008770, A (松下電器産業株式会社), 10. 1月. 1997 (10. 01. 97)、図7 (ファミリーなし)	1~19
A	J P, 10-051424, A (エヌ・ティ・ティ移動通信網株式会社), 20. 2月. 1998 (20. 02. 98)、図1 (ファミリーなし)	1~19

☐ C欄の続きにも文献が列举されている。

☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの

「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの

「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)

「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献

「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの

「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの

「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの

「&」 同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

29. 07. 99

国際調査報告の発送日

17.08.99

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/J P)
郵便番号100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

石井 研一

印

5 K

8124

電話番号 03-3581-1101 内線 3555

THIS PAGE BLANK (USPTO)